С. Л. ЭПШТЕЙН

# ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КОНДЕНСАТОРОВ

*Второе издание, дополненное и переработанное*



«ЭНЕРГИЯ»
Ленинградское отделение
1971

# ОГЛАВЛЕНИЕ

## Предисловие ко второму изданию

В нашей стране и за рубежом производится много различных типов конденсаторов. Емкость выпускаемых конденсаторов лежит в пределах от единиц пикофарад до сотен тысяч микрофарад для рабочих напряжений от единиц вольт до сотен киловольт. При разработке и промышленном выпуске конденсаторов приходится проводить ряд измерений для оценки основных и вспомогательных параметров, определяющих качество детали и эффективность технологического процесса.

В книге «Измерение характеристик конденсаторов», вышедшей в 1965 г., освещены методы измерения только двух параметров конденсатора: емкости и тангенса угла потерь. Между тем при применении и изготовлении конденсаторов приходится иметь дело со многими другими не менее важными параметрами, такими, как температурный коэффициент емкости, сопротивление изоляции, коэффициент абсорбции, нелинейность, остаточная индуктивность и др. В данном издании рассматриваются методы и схемы измерения указанных параметров. Так как к настоящему времени получили распространение цифровые приборы для измерения емкости и угла потерь, было признано целесообразным кратко изложить основы схемотехники измерителей $C$ и $\mathrm{tg}\,\delta$ с цифровым отсчетом.

Таким образом, настоящее издание в дополнение к первому охватывает практически все контролируемые в производстве параметры конденсаторов. Автор считал целесообразным, как и в первом издании, систематизировать все имеющиеся методы измерений, предоставив возможность читателю оценить особенности той или другой схемы для решения его частной

задачи. К сожалению, ограниченный объем издания не позволил автору описать схемы и конструкции многих приборов и избежать конспективности при изложении некоторых методов измерения.

При работе над рукописью автору оказали помощь его сотрудники. В частности, п. Б § 2-1 написан Н. Я. Самойловым, § 6-2 — А. Е. Павловым, описание прибора МЦЕ-9А выполнено Н. Я. Самойловым, а установки ТКЕ-10 — Р. Г. Файнгольдом. Автор приносит им, а также и канд. техн. наук Г. В. Гессену, взявшему на себя труд прочтения рукописи и сделавшему много полезных замечаний, большую благодарность. Автор считает своим приятным долгом поблагодарить канд. техн. наук Е. А. Гайлиша за постоянный интерес к работе и ценные советы, способствовавшие улучшению книги.

Отзывы и пожелания просьба направлять в адрес издательства: Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

*Автор*

*Глава первая*

# ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

## 1-1. Эквивалентные схемы конденсатора

В зависимости от типа конденсатора, его характеристик и диапазона частот реальный конденсатор может быть представлен различными эквивалентными схемами. В наиболее общем виде схемы реального конденсатора представлены на рис. 1-1, *а*. *б*. Эти схемы учитывают не только основную емкость конденсатора (проходную емкость), но и частичные емкости электродов и выводов на землю (экран), а также индуктивности и активные сопротивления выводов. Исследование приведенных схем в общем виде (ввиду их сложности) обычно не проводят, тем более, что в зависимости от условий включения, диапазона частот и емкости некоторыми элементами удается пренебречь и схемы значительно упрощаются.

Так, например, упрощенные эквивалентные схемы для реального конденсатора с точки зрения потерь энергии при данной частоте приведены на рис. 1-2. Для последовательной схемы (рис. 1-2, *а*, *в*) тангенс угла потерь $\operatorname{tg}\delta = r/X = r\omega C_r$. Для параллельной схемы (рис. 1-2, *б*, *г*)

$$\operatorname{tg}\delta = g/b = g/(\omega C_R) = 1/(R\omega C_R). \qquad (1\text{-}1)$$

Эти схемы отображают свойства одного и того же конденсатора лишь в том случае, когда будет выполняться следующее соотношение:

$$r + 1/(j\omega C_r) = 1/(1/R + j\omega C_R). \qquad (1\text{-}2)$$

Из этого соотношения можно получить [1-5, 1-23] связь между элементами эквивалентных схем:

$$\left.\begin{aligned} R = r(1+\operatorname{ctg}^2\delta) = r\sec^2\delta; \quad r = R\operatorname{tg}^2\delta/(1+\operatorname{tg}^2\delta); \\ C_R = C_r/(1+\operatorname{tg}^2\delta) = C_r\cos^2\delta; \\ C_r = C_R(1+\operatorname{tg}^2\delta). \end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}3)$$

При малых потерях в конденсаторе

$$\operatorname{tg}^2\delta \ll 1; \quad r = R\operatorname{tg}^2\delta; \quad C_r = C_R.$$

Иногда удобнее характеризовать конденсатор по отношению $X/r$ (для схемы рис. 1-2, *а*) или $b/g$ (для схемы рис. 1-2, *б*), тогда вычисляют добротность конденсатора:

$$Q_C = 1/(r\omega C_r) = 1/\operatorname{tg}\delta. \qquad (1\text{-}4)$$

Последовательная схема лучше описывает тот случай, когда потери конденсатора преобладают в металлических частях, подводящих проводниках, в то время как параллельная схема относится к случаю преобладания потерь в диэлектрике.

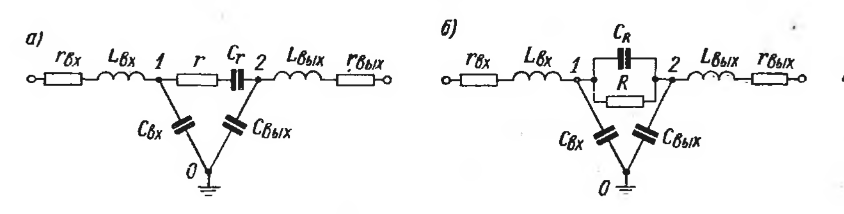



Рис. 1-1. Эквивалентные схемы конденсатора

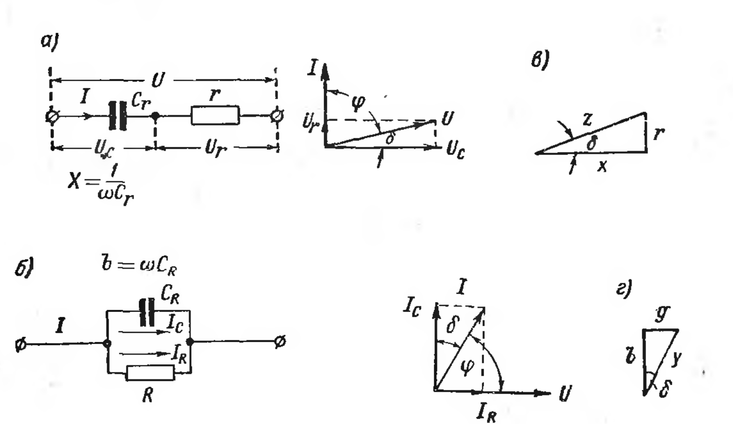



Рис. 1-2. Упрощенные схемы конденсатора

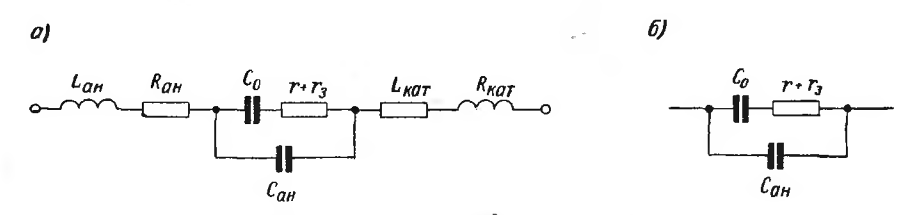



Рис. 1-3. Эквивалентные схемы электролитического конденсатора

Для электролитического конденсатора известна, например, схема, приведенная на рис. 1-3, *а*. При не очень высоких частотах оказывается возможным пренебречь $L_{ан}$, $L_{кат}$, $R_{ан}$ и $R_{кат}$ и схема упрощается (рис. 1-3, *б*). Все данные этой схемы рассчитаны Л. Н. Закгеймом [1-12].

Эквивалентная схема конденсатора, полученная для определенной частоты или некоторого диапазона частот, справед-

лива лишь для этих частот и не может служить источником информации о поведении и свойствах конденсатора при других частотах. Это обстоятельство подтверждает необходимость тщательного изучения и измерения основных параметров конденсатора в широком диапазоне частот и температур. Анализ и изучение этих данных позволяют получить представление об эквивалентной схеме реального конденсатора в той или иной рабочей области частот.

### 1-2. Об эффективной емкости конденсатора

Если включить конденсатор в цепь переменного тока частоты $\omega$ и подать на него напряжение $U$, то величина тока $I$, протекающего через него, будет определяться значением $z$ конденсатора, либо его проводимостью при данной частоте $I=U/z=Uy$, где

$$1/y = z = 1/(\omega C_{эф}). \tag{1-5}$$

Емкость, определяющую значение $z$ конденсатора при данной частоте согласно (1-5), принято называть эффективной или действующей емкостью конденсатора, т. е.

$$C_{эф} = 1/(\omega z) = y/\omega. \tag{1-6}$$

В том случае, если конденсатор описывается последовательной эквивалентной схемой (см. рис. 1-2, *а*), то

$$z = \sqrt{r^2 + 1/(\omega C_r)^2}.$$

Учитывая (1-4), получим $z = \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}/(\omega C_r)$.

Подставив вместо $z$ его значение из (1-6) и решив относительно $C_{эф}$, имеем

$$C_{эф} = C_r/\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}. \tag{1-7}$$

Аналогично при параллельной схеме (см. рис. 1-2, *б*)

$$y = \sqrt{(1/R)^2 + (\omega C_R)^2}.$$

Учитывая (1-1), получим из (1-6):

$$C_{эф} = C_R\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}. \tag{1-8}$$

Этот же результат может быть получен, если в (1-7) подставить значение $C_r$, найденное из (1-3).

Если конденсатор описывается схемой рис. 1-1, *а*, то

$$z = \sqrt{r^2 + [1/(\omega C_r) - \omega L_c]^2}, \tag{1-9}$$

где $L_c$ — индуктивность конденсатора, равная сумме всех индуктивностей, в том числе $L_{вх}$ и $L_{вых}$ (рис. 1-1, *а*), а $r$ определяет суммарные потери, включающие $r_{вх}$ и $r_{вых}$.

Значениями частичных емкостей $C_{вх}$ и $C_{вых}$ пренебрегаем. В этом случае согласно (1-6) $C'_{эф} = C_r/\sqrt{(1-\omega^2 L_c C_r)^2 + \mathrm{tg}^2\,\delta}$. При $\mathrm{tg}\,\delta \ll 1$

$$C'_{эф} = C_r/(1-\omega^2 L_c C_r). \qquad (1\text{-}10)$$

Как видно из (1-10), индуктивность конденсатора приводит к завышению значения емкости при высоких частотах по сравнению с $C_{эф}$, найденной при низких частотах, когда величиной $L_c$ можно пренебречь. Индуктивность современных конденсаторов достаточно мала и не превышает десятков *нгн* (см. гл. 6), тем не менее возможность использования конденсаторов разных типов в высокочастотных фильтрах, помехозащитных и разрядных устройствах оценивается высокочастотной эффективной емкостью ($C'_{эф}$).

## 1-3. Классы точности конденсаторов и требования к измерительной аппаратуре

**Технические характеристики конденсаторов.** В нашей стране выпускаются конденсаторы с допускаемыми отклонениями действительной величины емкости от номинальной в процентах: ±0,1; ±0,2; ±0,5; ±1; ±2; ±5; ±10; ±20; ±30; +30 ÷ —10; +50; +50 ÷ —10; +50 ÷ —20; +80 ÷ —20; +100; +100 ÷ ÷ —10; +250 ÷ —10.

Конденсаторы, имеющие емкость менее 10 *пф*, могут изготовляться с допускаемыми отклонениями ±0,1; ±0,25 и ±0,4 *пф*. Конденсаторы емкостью более 10 *пф* с допускаемыми отклонениями ±2; ±5; ±10 и ±20% могут изготовляться по указанным процентам, но не точнее 0,4 *пф*.

Допустимые значения $\mathrm{tg}\,\delta$, температурного коэффициента емкости (ТКЕ), сопротивления изоляции ($R_и$), тока утечки ($I_{ут}$), рабочего напряжения, коэффициента абсорбции ($\kappa_а$), собственной индуктивности ($L_c$) и др. (см. гл. 3—6) определяются соответствующими ГОСТ и ТУ в зависимости от типа конденсатора [1-10, 1-12, 1-28, 1-40].

Конденсаторы с керамическим диэлектриком изготавливаются в диапазоне емкостей от 1 *пф* до 5 *мкф*. Конденсаторы выпускаются с разными значениями температурного коэффициента емкости согласно гостированным группам в диапазоне от групп МПО ($\pm 30\cdot 10^{-6}$ град$^{-1}$) до М4700 ($-4700 \pm 500\cdot 10^{-6}$ град$^{-1}$). Норма на $\mathrm{tg}\,\delta$ лежит в пределах от $10\cdot 10^{-4}$ до 0,05 в зависимости от типа конденсатора, а величина сопротивления изоляции — от $10^6$ до $10^{11}$ *ом*. Низковольтные керамические конденсаторы выпускаются на рабочие напряжения постоянного тока от 3 до 750 *в* и рабочие напряжения переменного тока — от 3 до 250 *в*. Конструкции высоковольтных конденсаторов рассчитаны на напряжения постоянного тока от 1 до 50 *кв* и переменного тока от 0,2 до 25 *кв*; рабочие частоты — до 1000 *Мгц*. Диа-

пазон емкости конденсаторов со стеклянным и стеклокерамическим диэлектриком — от 9 до 10 000 *пф*. Норма на $\operatorname{tg}\delta$ находится в пределах от $10 \cdot 10^{-4}$ до $25 \cdot 10^{-4}$. Сопротивление изоляции — в тех же пределах, что и для керамических конденсаторов. Рабочие напряжения постоянного тока 25—1000 *в*, переменного 13—250 *в*.

Слюдяные конденсаторы имеют емкость от 27 *пф* до 0,4 *мкф*. Группы по температурному коэффициенту емкости — от $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ до $\pm 200 \cdot 10^{-6}$. Тангенс угла потерь нормируется от $5 \cdot 10^{-4}$ до $17 \cdot 10^{-4}$. Сопротивление изоляции составляет $7{,}5 \times 10^{9}$—$5 \cdot 10^{10}$ *ом*. Диапазон рабочих напряжений постоянного тока 250—3000 *в*, переменного — 25—250 *в*, рабочие частоты — до 100—200 *Мгц*.

Конденсаторы, диэлектриком которых являются пленки различных органических материалов, изготавливаются емкостью от 10 *пф* до 22 *мкф* (пленочные) и от 1000 *пф* до 100 *мкф* (металлопленочные), $\operatorname{tg}\delta$ этих конденсаторов $5 \cdot 10^{-4}$—$150 \cdot 10^{-4}$. Конденсаторы данной группы обладают наивысшим значением сопротивления изоляции, доходящим до $10^{14}$ *ом*. Рабочее напряжение постоянного тока 35—16 000 *в* для пленочных конденсаторов и 50—1600 *в* для металлопленочных, рабочее напряжение переменного тока 2—1000 *в* (частота до 30 *Мгц*) для пленочных конденсаторов и 8—500 *в* (переменная составляющая частотой до 20 *кгц*) для металлопленочных.

Диапазон емкости бумажных конденсаторов простирается от 470 *пф* до 100 *мкф*, а металлобумажных — до 200 *мкф*; $\operatorname{tg}\delta$ не превышает $100 \cdot 10^{-4}$—$150 \cdot 10^{-4}$, сопротивление изоляции при емкости до 0,1 *мкф* составляет $5 \cdot 10^{9}$—$10^{11}$ *ом*, а постоянная времени при емкости более 0,1 *мкф* — от 2000 до 5000 *Мом·мкф*. Рабочие напряжения постоянного тока для бумажных конденсаторов доходят до 100 *кв* и более. Для металлобумажных конденсаторов значения сопротивления изоляции более низкие, а именно, для емкостей до 0,1 *мкф* достигают $2 \cdot 10^{9}$—$5 \cdot 10^{10}$ *ом*, при емкостях, превышающих 0,1 *мкф*, постоянная времени лежит в пределах от 200 до 2000 *Мом·мкф*. Диапазон рабочих напряжений постоянного тока 30 *в* — 6,3 *кв*. Рабочие частоты до 3—5 *Мгц*.

Электролитические конденсаторы выпускаются емкостью от 0,01 *мкф* до 0,47 *ф*; $\operatorname{tg}\delta$ — 0,01—0,5. Токи утечки — от долей микроампера (танталовые конденсаторы) до нескольких миллиампер (алюминиевые конденсаторы). Рабочие напряжения постоянного тока 1,6—500 *в*, а величина напряжения переменной составляющей до 20% от напряжения постоянного тока.

Здесь приведены лишь самые краткие сведения об основных параметрах конденсаторов различных типов в той мере, в которой это казалось необходимым для последующего уточнения характеристик измерительной аппаратуры. В ГОСТ и ТУ на конденсаторы указывают разрешенные к использованию

типы приборов либо приводятся общие требования к точности аппаратуры, которая может применяться для измерения контролируемого параметра. Более подробные и полные сведения о конструкциях, свойствах и характеристиках конденсаторов можно найти в [1-26—1-28].

**Характеристики измерительных приборов.** Наряду с проведением отдельных исследований, при которых необходимо определить абсолютные значения параметров конденсатора, наибольший удельный вес заводских испытаний составляют сортировка и разбраковка, т. е. относительные измерения. При выпуске конденсатора на заводах-изготовителях главным образом интересуются, удовлетворяет ли конденсатор требованиям своего класса точности и не превышают ли значения его параметров значений, указанных в ГОСТ или ТУ. В связи с этим на заводах массового выпуска нашли широкое применение ручные и автоматические сортировочные устройства и процентные калибраторы для разбраковки конденсаторов на допусковые группы и классы точности по $C$, $\operatorname{tg}\delta$, ТКЕ и $R_{и}$. Основные характеристики приборов для контроля конденсаторов приведены ниже, в табл. 2-1, 3-3, 4-4, 5-3, 6-2 и 6-3.

Специфика современного производства — сочетание массовости измерений с высокой точностью — выдвигает ряд требований к измерительной аппаратуре. Главными из них являются: надежность при непрерывной длительной работе, быстродействие, достаточно низкая номинальная относительная погрешность измерения, прямой отсчет измеряемого параметра, простота обслуживания.

При всех измерениях, естественно, является важным выбор измерительного прибора, обеспечивающего необходимую точность измерения. Чем выше точность измерительного прибора, тем выше достоверность результата измерения. Тем не менее повышенная точность не всегда бывает оправдана как с метрологической точки зрения, так и с точки зрения повышенных затрат, необходимых для ее обеспечения.

Как известно, время, затрачиваемое на измерение, и точность находятся в самом общем случае в прямой зависимости, т. е. для получения результата измерения с более высокой точностью приходится затрачивать бо́льшее время, выполнять целый ряд дополнительных измерительных операций, относящихся к тщательной поверке прибора (по образцовым мерам) непосредственно перед измерением (для исключения систематической погрешности), а также многократно повторять основные измерения (для исключения случайной погрешности).

Таким образом, если пренебречь погрешностью образцовой меры, высокая точность измерения достигается за счет увеличения общего времени измерения. Естественно, если перечисленные выше измерительные операции будут выполняться автоматически на приборе с высоким быстродействием, то измерение

при той же высокой точности сможет быть выполнено в более короткое время.

В практике заводских измерений предпочитают пользоваться более простыми методами и сравнительно простыми приборами, обеспечивающими приемлемые точности измерения при достаточно высокой производительности. Это, конечно, не означает, что погрешность измерительного прибора может быть допущена произвольно большой. Установлено [1-19], что достаточная для практики достоверность измерения может быть обеспечена, если погрешность прибора в 3—5 раз меньше допустимой нормы на измеряемый параметр:

$$(\beta_1/\beta_2) > 3 - 5, \qquad (1\text{-}11)$$

где $\beta_1$ — допустимое отклонение, %; $\beta_2$ — номинальная относительная погрешность прибора, %.

На некоторых заводах [1-18, 1-19] учитывают погрешность прибора и сдвигают допуски при разбраковке, создавая тем самым так называемые запасы погрешности. Так, например, если для разбраковки конденсаторов с отключением ±5% используется прибор класса точности 1,0, то устанавливается граница на приборе для годных изделий ±4%, а иногда ±3%, и конденсаторы, у которых отклонение емкости от номинала превышает эту условную границу, направляются в соседнюю допусковую группу, т. е. ±10%.

Такая разбраковка вряд ли является оптимальной: большое количество изделий фактически более высокого класса точности попадает в смежную группу, так как сдвиг допуска производится на величину паспортной погрешности прибора, которая обычно является предельной, а не на величину истинной погрешности, определенной незадолго до использования прибора.

При автоматизированном производстве и хорошо контролируемой технологии, обеспечивающей при выпуске деталей данного класса точности узкие кривые распределения, соотношение 5 : 1 является достаточным и сдвиг допусков не является целесообразным. Более того, при установлении корреляционной связи между параметрами кривой распределения и соотношением допусков появится возможность упразднения сдвига допусков и при меньших соотношениях. При этом будет допущено известное (очень малое) число деталей, формально не удовлетворяющих своему классу точности. Во всех случаях упразднение сдвига допусков упорядочит производство, удешевит продукцию и увеличит выход деталей более высоких классов точности.

При переходе к более высоким классам точности обеспечение соотношения (1-11) вызывает известные трудности, ибо уже при выпуске конденсаторов с отклонением ±0,1% необходима цеховая аппаратура с погрешностью на уровне современных метрологических установок. В настоящее время многие технические измерения проводятся на пределе современных достижений физики и техники и основные трудности при их проведении связаны с отсутствием образцовых приборов аналогичного назначения.

# ПРИБОРЫ С ЦИФРОВЫМ ОТСЧЕТОМ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ C и tg δ

## 2-1. Основные методы и схемы

В первом издании [2-40] подробно изложены методы измерения $C$ и $\operatorname{tg}\delta$ конденсаторов, описаны конструкции и схемы приборов, используемых при проведении этих измерений. За время, прошедшее с момента выхода первого издания, получили значительное развитие автоматические приборы с цифровым отсчетом (ЦО) указанных параметров, появление которых явилось дальнейшим этапом в развитии техники однопараметрических цифровых измерителей [2-7, 2-34]. Современные цифровые приборы обладают высоким быстродействием, обеспечивают измерение $C$ и $\operatorname{tg}\delta$ с высокой точностью и возможность передачи результатов измерения на любые цифровые устройства (ЦУ) и электронно-вычислительные машины (ЭВМ) для последующей обработки и хранения. В своем большинстве приборы с ЦО разработаны на основе автоматизации схем уравновешивания (мостовых, компенсационных и т. п.). При этом во всех случаях измеряемый конденсатор находится под воздействием синусоидального напряжения той или иной частоты. В последнее время наряду с такими моночастотными системами начали применяться и измерители емкости на основе время-импульсных методов (ВИМ), при которых конденсатор находится под воздействием несинусоидального[1] напряжения [2-6, 2-13, 2-15, 2-19, 2-20, 2-43, 2-59, 2-62].

Основные схемы цифровых приборов (ЦП) достаточно многообразны и часто повторяют известные схемные решения, используемые в ручных и автоматических аналоговых измерителях емкости [2-2, 2-5, 2-7, 2-16, 2-40]. Любой автоматический измеритель можно путем использования соответствующего преобразователя обратить в прибор с ЦО. Приборы с аналоговым уравновешиванием требуют преобразователей типа аналог-цифра; приборы с дискретным уравновешиванием нуждаются в преобразователях код-цифра. При этом одни схемы и системы уравновешивания могут приводить к приборам низкой точности невысокого быстродействия, другие — к более точным, но медленно работающим, третьи — к точным и быстродействующим приборам и т. д.

---

[1] Несмотря на то что комплексный метод исследования электрических цепей и понятие «комплексное сопротивление» связаны с теорией синусоидальных токов, тем не менее, как указывает В. Ю. Кнеллер [2-16], импеданс цепи и его составляющие могут быть измерены при любой форме энергетического воздействия.

Большой вклад в развитие цифровых приборов на основе мостовых схем (приборы: Р570, Р589 и др.) внесен нашими учеными под руководством доктора техн. наук Ф. Б. Гриневича.

## А. ПРИБОРЫ НА ОСНОВЕ ИМПУЛЬСНЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТИ

Методы измерения емкости при постоянном и импульсном напряжениях широко описаны в литературе. Например, в [2-11, 2-18, 2-40] подробно рассмотрены так называемые коммутатор-

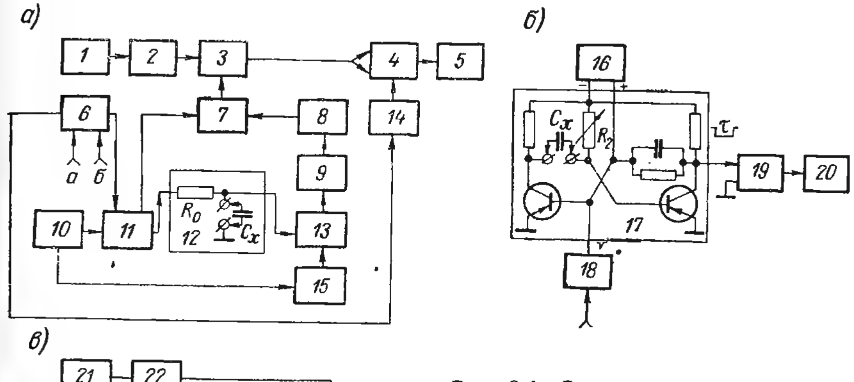



Рис. 2-1. Схемы приборов на основе ВИМ

*1* — генератор синусоидальный колебаний; *2* — формирователь; *3* — схема совпадения; *4* — счетчик импульсов; *5* — цифровое отсчетное устройство; *6 7* — триггеры; *8* — пороговая схема; *9* — усилитель; *10* — источник $U_0$; *11* — ключевая схема; *12* — измерительная цепь; *13* — сравнивающее устройство; *14* — схема сброса; *15* — источник опорного напряжения 0,632 $U_0$; *16* — стабилизированный источник; *17* — одновибратор; *18* — пусковое устройство; *19* — измеритель *F*; *20* — преобразователь интервала времени в цифру; *21* — генератор импульсов; *22* — цепь задержки; *23* — детектор уровня 100%; *24* — испытуемый контур; *25* — детектор уровня 4,3%; *26* — ограничитель

ные методы измерения емкости с источником постоянного напряжения, приведены схемы однократной и многократной коммутации, изложены основные способы измерения емкости при импульсном напряжении и методы фиксации напряжения при разряде и заряде. Последние известны как методы прямого преобразования измеряемого параметра в интервал времени [2-21, 2-35, 2-44, 2-46, 2-49]. Данные методы использованы в последние годы многими исследователями при конструировании универсальных измерителей напряжения, тока, частоты, времени, а также *R*, *L*, *C* [2-28, 2-44].

Особенно плодотворно время-импульсные методы разрабатываются проф. В. М. Шляндиным и его сотрудниками [2-27, 2-35—2-39]. Блок-схема ЦП на основе этих методов

приведена на рис. 2-1, *а*. В этой схеме на конденсатор $C_x$ подается $U_0$ и на нем начинает нарастать напряжение $u_c = U_0(1 - e^{-t/\tau})$, где $\tau = R_0C_x$.

$$\text{Для } t = \tau = R_0C_x \quad (2\text{-}1)$$

$$u_c = U_0(1 - 1/e) = 0{,}632U_0. \quad (2\text{-}2)$$

При фиксации момента времени, для которого справедливо (2-2), мы получаем возможность определения $C_x$ из (2-1), так как интервал времени при $R_0 = \text{const}$, $U_0 = \text{const}$ пропорционален $C_x$. Данный интервал характеризуется длительностью импульса, снимаемого с триггера *7* на схему совпадения *3*. Задний фронт импульса, определяющего интервал времени, образуется в момент равенства нарастающего напряжения $u_c$ фиксированному значению 0,632 $U_0$, получаемому из блока *15*. При этом сравнивающее устройство *13* выдает импульс, который после усиления в *9* и формировании в *8* поступает на триггер *6* и возвращает его в исходное состояние, создавая тем самым задний фронт импульса; длительность импульса определяется заполнением его импульсами меньшей длительности, которые формируются устройством *2* из синусоидального напряжения стабильной частоты 1 *Мгц*, поступающего из генератора *1*. Число импульсов заполнения подсчитывается счетчиком *4*. Считывание результатов измерения производится на цифровом отсчетном устройстве *5*.

На основе схемы рис. 2-1, *а* построены приборы УЦИП-1, УЦИП-2 [2-39] и мерник *CR* [2-44]. Подобные метод и схема (в своей принципиальной части) использованы и в [2-6] для измерения абсорбционных характеристик конденсаторов. Метод фиксации напряжения при разряде конденсатора положен в основу приборов Авомет II [2-53] и др. [2-55, 2-56]. На рис. 2-1, *б* показана схема измерения емкости на основе использования временных соотношений в одновибраторе. Длительность импульса, выработанного данной схемой и снимаемого с коллектора правого транзистора, зависит от постоянной времени цепи, куда включена измеряемая емкость, а именно: $\tau = C_xR_2 \ln 2$. Преобразовав интервал времени в цифру, можно получить отсчет величины измеряемой емкости. Использование схемы с триггером для измерения $C$ описано в [2-32, 2-40, 2-49]. В [2-49] указаны характеристики цифрового прибора, изготовленного по схеме рис. 2-1, *б*.

Для определения емкости могут быть также использованы мосты, питаемые импульсным напряжением [2-13, 2-14, 2-54, 2-58], компенсированные делители, дифференцирующие и интегрирующие цепи [2-40, 2-46]. Величину емкости можно также оценить, если питать цепь с испытуемым конденсатором последовательностью импульсов и измерять среднее значение тока, протекающего по этой цепи [2-61]. Можно при этом применить и метод замещения [2-50, 2-51]. Важно отметить, что мосты, пи-

таемые импульсным напряжением, позволяют определить не только емкость испытуемого объекта, но и потери, если его эквивалентная схема остается последовательной либо параллельной в диапазоне частот, содержащихся в спектре импульса [2-40, 2-42]. На основе импульсных мостов могут быть построены приборы для определения значений параметров эквивалентной схемы конденсатора [2-42, 2-66].

Интересна схема цифрового измерителя добротности [2-8, 2-28], построенного на принципе подсчета числа импульсов затухающих колебаний [2-48]. В этой схеме (рис. 2-1, *в*) при помощи одиночных импульсов возбуждаются собственные колебания испытуемого контура *24*. Эти колебания поступают на две пороговые схемы (*23* и *25*). Одна из них срабатывает при амплитуде импульсов, принятой за 100%, а другая — при напряжении, составляющем 4,3% от этого уровня. Напряжение, снимаемое с контура *24*, подается через усилитель *9* и ограничитель *26* на электронный счетчик *4*, который включается первой пороговой схемой, а выключается второй. Число периодов затухающих колебаний, амплитуды которых лежат в пределах 100—4,3% исходного значения, оказывается равным величине добротности исследуемого контура. Действительно [2-17], логарифмический декремент затухания контура $\delta = \ln(U_0/U_1) = \ln(U_1/U_2) = \ln(U_{n-1}/U_n) = \tau_c T$, где $U_0 \ldots U_n$ — амплитуда собственных колебаний контура; $T$ — период колебаний; $\tau_c = \omega/(2Q)$ — коэффициент затухания. Очевидно,

$$n\delta = \ln(U_0/U_n) = n\tau_c T = n\omega T/(2Q) = n\pi/Q. \qquad (2\text{-}3)$$

Из (2-3) видно, что число полуволн $n$ численно совпадает с $Q$ при $\ln(U_0/U_n) = \pi$, т. е. $U_n = U_0\,1/e^{\pi} = 0{,}0432\,U_0$. Приборы данного типа могут обеспечить измерение $Q$ до 1000 при частотах до 60 *Мгц* с погрешностью, не превышающей $\pm(5 \div 6)\,\%$ [2-59а]. Методы измерения на основе прямого преобразования параметра в интервал времени позволяют создать простые, надежные, и что очень ценно, универсальные приборы и автоматические установки. Они могут быть с успехом использованы для определения характеристик емкостных или резистивных датчиков различных автоматических устройств управления и телеметрических систем. В производстве конденсаторов они могут найти применение для технологической сортировки по емкости изделий с малыми потерями и малыми токами абсорбции.

Что касается выходного контроля конденсаторов, то по действующим ГОСТ и ТУ емкость должна измеряться при определенной частоте синусоидального напряжения и использование для этой цели приборов на основе ВИМ, не отвечающих этому требованию, затруднено, так как может привести к результатам, не сопоставимым с теми, что дает используемая на предприятиях измерительная аппаратура [2-2—2-4, 2-40, 2-41]. В ряде случаев удается приблизить значение емкости, полученное на

приборах данного типа, к измеренному значению на переменном токе за счет предварительной калибровки прибора [2-37] и уменьшения величины напряжения сравнения. Однако это не всегда может быть сделано, так как трудно заранее предусмотреть возможные колебания $\kappa_а$ от одной партии конденсаторов к другой, а также и внутри одной партии. Тем не менее рассматриваемые приборы могут быть применены для измерения и специального отбора конденсаторов, предназначенных для импульсных схем, время-задающих цепей, ряда схем счетно-решающей техники и т. п., по взаимной договоренности завода-изготовителя с потребителем.

## Б. ПРИБОРЫ[1] НА ОСНОВЕ КОМПЕНСАЦИОННЫХ СХЕМ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ «ПАРАМЕТР—НАПРЯЖЕНИЕ»

Достоинства компенсационных схем, имеющих в своей основе прецизионные трансформаторы, в первую очередь, связаны с тем, что обмотки трансформатора ведут себя как источники напряжения с жесткой фазовой и амплитудной взаимозависимостью. В этом смысле мостам с индуктивно связанными плечами [2-6—2-9] не уступают компенсационные схемы, в которых управляемые источники напряжения построены с использованием инвертирующих усилителей, охваченных глубокой отрицательной обратной связью (ООС). Трансформаторы в подобных устройствах либо отсутствуют, либо выполняют служебные функции и не нуждаются в высоком качестве исполнения.

Компенсационные измерительные схемы, построенные на основе усилителей, охваченных глубокой ООС, имеют линейную диаграмму уравновешивания; хорошо защищены от воздействия побочных факторов; приспособлены для измерения как очень малых, так и очень больших проводимостей; могут использоваться на инфразвуковых и радиочастотах; имеют гибкую структуру, позволяющую измерять любые требуемые параметры комплексного объекта при различных схемах замещения; позволяют стабилизировать уровень энергетического воздействия на объект (напряжения или тока) во всем диапазоне измерения.

Основные структуры токовых компенсационных цепей, применяемых для измерения комплексного сопротивления [2-10, 2-25, 2-26, 2-33], изображены на рис. 2-2. В схеме рис. 2-2, *а* источники напряжений $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ (или один из них) регулируются раздельно по амплитуде и фазе выходного напряжения. Структура имеет характер полярно-координатного компенсатора и удобна при измерении модуля и фазового угла комплексного сопротивления (проводимости). Компенсационная схема

[1] Приборы на основе $RC$-мостов, мостов с индуктивно связанными плечами и другие ввиду ограниченности объема издания не рассматриваются.

(рис. 2-2, *б*) применяется для измерения параметров объектов в прямоугольной системе координат. Два из трех токов, притекающих к суммирующему узлу, например $\dot{I}_2$ и $\dot{I}_3$, являются образцовыми и сдвинуты относительно друг друга на угол $\pi/2$. Примеры устройств, построенных по этой схеме, содержатся в [2-47, 2-57, 2-60]. Прямоугольно-координатная схема может иметь и структуру, изображенную на рис. 2-2, *в*. Напряжения последовательно включенных источников $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ должны быть сдвинуты взаимно на угол $\pi/2$. Во всех трех схемах измеряемый объект может быть включен в любую из ветвей.

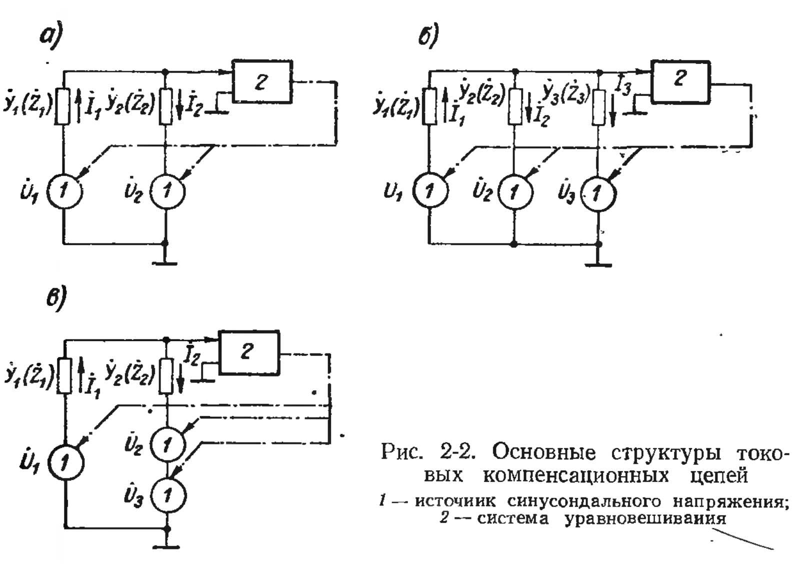



Рис. 2-2. Основные структуры токовых компенсационных цепей

*1* — источник синусоидального напряжения; *2* — система уравновешивания

Регулируемые источники напряжения чаще строят на базе усилителей, охваченных параллельной ООС, называемых (по аналогии с вычислительной техникой) операционными. Операционный усилитель [2-1] использован, например, в измерительном узле (имеющем структуру рис. 2-2, *в*) цифрового прибора МЦЕ-7А. Компенсационная схема (рис. 2-2, *б*) использована в цифровом приборе МЦЕ-9А, схема которого изображена на рис. 2-3, *а*, *б* [2-30, *а*]. Ток, протекающий через измеряемый конденсатор емкостью $C_x$ с проводимостью активных потерь $g_x$, уравновешивается емкостным $I_c$ и активным $I_g$ токами, нормируемыми образцовыми элементами $C_0$ и $g_0$. В качестве управляемых источников напряжения в компенсирующих ветвях использованы операционные усилители с фоторезисторами во входных цепях. Процессом уравновешивания управляет астатическая следящая система, подобная описанной в [2-47, 2-57]. Условия равновесия схемы: $e_c = -e_0 C_x/C_0$; $e_g = -e_0 g_x/g_0$, где напряжения $e_c$ и $e_g$ приложены к образцовым мерам соответ-

ственно емкости и активной проводимости. Напряжения $e_0, e_g$ и $e_c$ попарно подводятся ко входам цифрового логометра (измерителя отношения напряжений), последовательно выполняющего операции:

$$e_c/e_0 = C_x/C_0 = M_c; \quad e_g/e_0 = g_x/g_0 = M_g;$$

$$e_g/e_c = g_x C_0/(C_x g_0) = (\omega C_0/g_0)\,\mathrm{tg}\,\delta_x = M_{tg},$$

где $M_c$, $M_g$ и $M_{tg}$ — цифровые отсчеты величин $C_x$, $g_x$ и $\mathrm{tg}\,\delta_x$. Подключение необходимых пар напряжений ко входам лого-

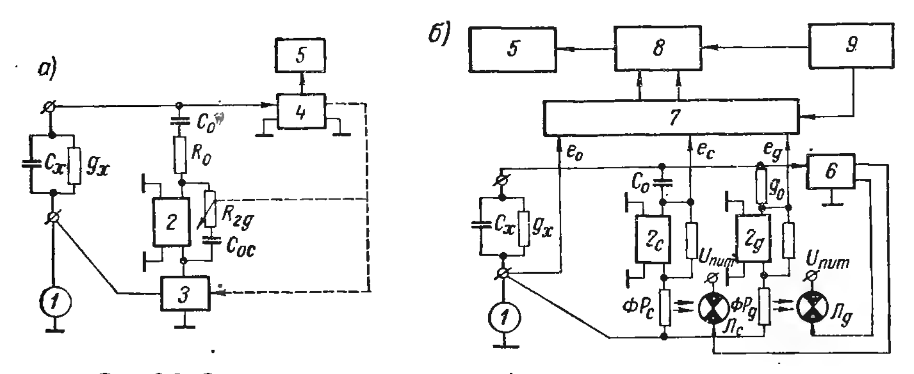



Рис. 2-3. Схемы цифровых приборов на основе компенсации токов

*1* — генератор синусоидального измерительного напряжения; *2* — усилитель; *3* — делитель напряжения; *4* — система дискретного уравновешивания; *5* — цифровое отсчетное устройство; *6* — система аналогового уравновешивания; *7* — коммутатор; *8* — цифровой логометр; *9* — центральное устройство управления

метра производится через коммутатор; координацию работы блоков прибора осуществляет центральное устройство управления.

В компенсационных схемах нашли применение активные линейные преобразователи параметров комплексного объекта в комплексное напряжение; укажем на работы [2-31, 2-52]. Характерно, что предлагаемые в них схемы приводятся к структуре компенсатора напряжения, которая в чисто пассивных измерительных узлах реализуется довольно редко. Такую же структуру имеют и схемы рис. 2-4, содержащие оригинальные решения компенсирующих ветвей[1]. Функции преобразователя «параметр — напряжение» в обеих схемах выполняет операционный усилитель *2а* с активным сопротивлением $R_0$ в цепи обратной связи.

Формулы для отсчетов по емкости и тангенсу угла потерь имеют вид: $C_c = C_x g_{02} R_0$; $C_{tg} = (\mathrm{tg}\,\delta_x) g_{01}/\omega$. Элементы $C_c$ и $C_{tg}$ в устройстве рис. 2-4, *а* выполнены реально по схеме дискретного параллельного делителя тока [2-29], поэтому нагрузки на

[1] Схемы предложены В. Г. Давидовичем и Р. Г. Файнгольдом.

трансформатор *Тр1* в пределах выбранного режима (вида схемы замещения) остаются неизменными. Однако поскольку эти нагрузки отличаются друг от друга, при изменении режима в отсчеты вносится дополнительная погрешность, вызванная неидеальностью трансформатора. Этот недостаток уст-

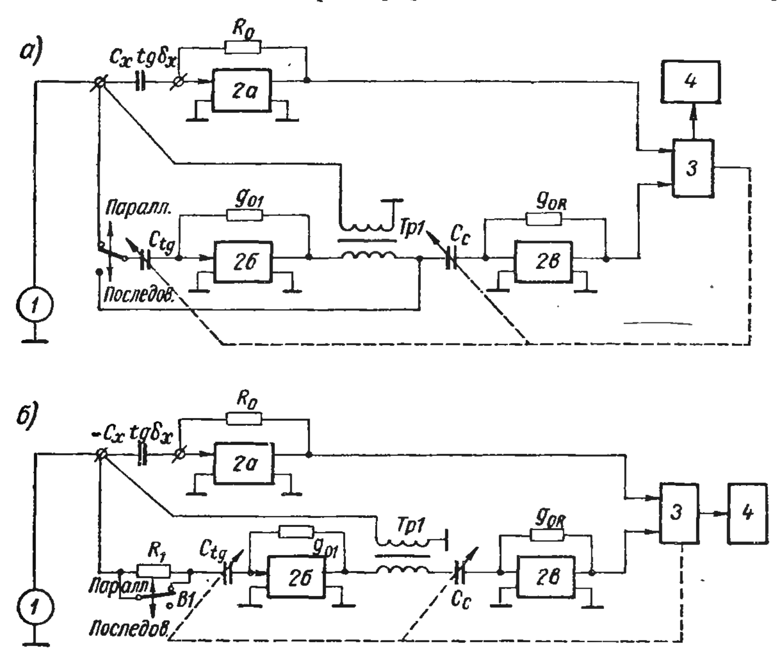



Рис. 2-4. Схемы приборов на основе компенсации напряжений

*1* — генератор синусоидального измерительного напряжения; *2а, 2б, 2в* — усилители; *3* — система дискретного уравновешивания; *4* — цифровое отсчетное устройство

ранен в более совершенной схеме (рис. 2-4, *б*), где нагрузка на трансформатор и способ его включения остаются неизменными в обоих режимах.

## 2-2. Характеристики приборов

Основные характеристики приборов с ЦО для измерения $C$ и $\operatorname{tg}\delta$ приведены в табл. 2-1. В таблицу сведены такие важные параметры, как рабочая частота, диапазоны измерения по емкости и тангенсу угла потерь, погрешности измерения, быстродействие, величина измерительного напряжения и др. Пропуск в той или другой графе таблицы указывает на отсутствие данных по величине параметра, прочерк означает, что параметр прибором не измеряется. Приборы, параметры которых сведены в таблицу, разработаны в различных институтах, производственных объединениях и фирмах. Многие из них выпускаются

| № п,п. | Наименование приборов | Рабочая частота, *гц* | Диапазон емкости | Погрешность измерения емкости | Диапазон по tg δ |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | МЦЕ-1 | $1\cdot10^3$ | 10 *пф*—10 *мкф* | ±(0,5%+A) при $C<0{,}01$ *мкф* и ±(0,2%+A) при $C>0{,}01$ *мкф* | $2\cdot10^{-4}$—0,02 |
| 2 | МЦЕ-4АМ | 50 | 1000 *пф*—9990 *мкф* | ±(1%+A) при $C<1000$ *мкф* и ±(3%+A) при $C>1000$ *мкф* | $5\cdot10^{-3}$—0,99 |
| 3 | МЦЕ-6 | $1\cdot10^3$ | 0,5 *пф*—10 *мкф* | ±(0,2%+0,2 *пф*+A) | $5\cdot10^{-4}$—1 |
| 4 | МЦЕ-7А | $1\cdot10^5$ | 0,05—1000 *пф* | ±(0,2%+0,02 *пф*+A) | $5\cdot10^{-4}$—0,01 |
| 5 | МЦЕ-8А | $1\cdot10^3$ | 0,5 *пф*—10 *мкф* | ±(0,1%+0,2 *пф*+A) | $2\cdot10^{-4}$—0,06 |
| 6 | МЦЕ-9А | $1\cdot10^3$ | 0,5 *пф*—10 *мкф* | ±(0,2%+0,2 *пф*+A) | $5\cdot10^{-4}$—1 |
| 7 | МЦЕ-10 | 50 | 10 *пф*—999,9 *мкф* | ±(0,3%+10 *пф*+A) при tg $\delta<0{,}1$ и ±(0,5%+10 *пф*+A) при tg $\delta>0{,}1$ | $1\cdot10^{-3}$—1 |
| 8 | Е8-3 | $1\cdot10^3$ | 0,03 *пф*—10 *мкф* | ±(0,2%+A) | $5\cdot10^{-4}$—0,1 |
| 8а | Р570 | $1\cdot10^3$ | 0,02 *пф*—10 *мкф* | $\pm\left(0{,}1+\frac{2}{C_x}\right)\%$ при $C<100$ *пф*, ±0,1% при 100 *пф* $<C<1$ *мкф* и ±0,2% при $C>1$ *мкф* | $3\cdot10^{-4}$—0,1 |
| 9 | Р589 | $1\cdot10^3$ | 0,02 *пф*—10 *мкф* | $\pm\left(0{,}1+\frac{2}{C_x}\right)\%$ при $C<100$ *пф*, от ±0,1% до ±0,2% на других поддиапазонах | $3\cdot10^{-4}$—0,1 |
| 10 | УЦИП-1 | — | $1\cdot10^{-3}$—10 *мкф* | ±(0,5%+A) | — |
| 11 | УЦИП-2 | — | $1\cdot10^{-5}$—100 *мкф* | ±(0,5%+A) | — |
| 12 | Мерник *CR* | — | 0,01—10 *мкф* | от ±0,5 до ±2% | — |
| 13 | А. 1613 | — | 2 *пф*—20 *мкф* шкалы: 0—200 *пф* 0—2000 *пф* 0—0,2 *мкф* 0—20 *мкф* | ±(0,3%+0,3 *пф*) на шкале 0—200 *пф*, ±(0,3%+A) на других | — |

*Таблица 2-1*

**для измерения $C$ и $\mathrm{tg}\,\delta$ конденсаторов**

| Погрешность измерения $\mathrm{tg}\,\delta$ | Величина измерительного напряжения | Количество знаков отсчета по | | Время измерения, *сек* | Примечание | Фирма, страна |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | $C$ | $\mathrm{tg}\,\delta$ | | | |
| $\pm(5\%+2\cdot10^{-4})$ при $C>0{,}01$ *мкф* | 2,5 *в* | 4 | 3 | 1 | Последовательная схема | СССР |
| $\pm(2-5\%+3\cdot10^{-3}+$ $+A)$ при $C>0{,}05$ *мкф* | 0,5 *в* | 3 | 2 | 5 | Последовательная схема от 1,5—50 *в* | » |
| $\pm(5\%+5\cdot10^{-4})$ | 0,2 *в* | 4 | 3 | 1—2,5 | Последовательная и параллельная схемы | » |
| $\pm(5\%+5\cdot10^{-4})$ | 0,05 *в* | 4 | 2 | 0,6 | Параллельная схема | » |
| $\pm(5\%+2\cdot10^{-4})$ | До 20 *в* | 4 | 3 | 0,7 | Последовательная схема | » |
| $\pm(5\%+5\cdot10^{-4})$ | 0,2 *в* | 4 | 3 | 1—2,5 | Последовательная и параллельная схемы | » |
| $\pm(2\%+1\cdot10^{-3}+A)$ при $C>0{,}01$ *мкф* | 0,2 *в* | 4 | 3 | 0,6—3,5 | То же | » |
| $\pm[2\%+(5-10)\times$ $\times10^{-4}]$ | До 3 *в* | 4 | 3 | 0,5—1,5 | Параллельная схема замещения | — |
| $\pm\left(2+\dfrac{0{,}03}{\mathrm{tg}\,\delta}\right)\%$ при $C>10$ *пф* | 0,3—80 *в* | 5 | 3 | 2—6 | То же | «Точэлектроприбор», СССР |
| $\pm(2\%+1\cdot10^{-4})$ при 100 *пф* $<C_x<$ $<1$ *мкф* | 0,3—80 *в* | 5 | 3 | 0,03—2 | » | То же |
| — | | | — | 0,1 | Цифровой тестер. Измеритель: *I*, *V*, *R*, *C*, *L*, *f* | Пензенский политехнический институт, СССР |
| — | | | — | 0,01 | То же, измеритель: *R*, *C*, *L*, *f* | «Теплоконтроль», СССР |
| — | | | — | — | Измеритель *R*, *C* Диапазон *R* 0,1—100 *Мом* Погрешность ±0,5% | «Политехник Вроцлавский», ПНР |
| — | | 4 | — | — | Универсальный измеритель: *V*, *I*, *R* и *C* | «Рошар Електроник», Франция |

| № п.п. | Наименование прибора | Рабочая частота, *гц* | Диапазон емкости | Погрешность измерения емкости | Диапазон по tg δ |
|---|---|---|---|---|---|
| 14 | К1 | $1\cdot10^3$ | $1\cdot10^{-3}$ *пф*—1 *мкф* | $\pm[0,025\%+ +0,0015(t^\circ-20)\%]$В | $1\cdot10^{-5}$—1,0 |
| 15 | 167 | $1\cdot10^3$ | $1\cdot10^{-2}$ *пф*—10,999 *мкф* | ±(0,1%+А) | — |
| 16 | BIE 2144 | — | До 20 *мкф* | ±(5%+А) | — |
| 17 | B150 A | $1\cdot10^3$ | 0,2 *пф*—1200 *мкф* | ±(10%+А) | — |
| 18 | EX 1732 | $1\cdot10^3$ | 0,1 *пф*—11 *мкф* (6 поддиапазонов) | ±(0,01—0,02)% | $2\cdot10^{-4}$—0,1 |
| 19 | 1680 A | 120, 400, $1\cdot10^3$ | 0,01 *пф*—1000 *мкф* | ±0,1% при $C>100$ *пф* | $1\cdot10^{-4}$—1 |
| 20 | 1681 | 120, 400, $1\cdot10^3$ | (По $Z$) 2 *ом*—20 *Мом* | Сравнение двух $z$ с погрешностью ±0,005% | Сравнение фазовых углов с погрешностью $\Delta\theta=1\cdot10^{-5}$ |
| 21 | 700A | $1\cdot10^6$ | До 1000 *пф* | ±(0,5%+А) | — |
| 22 | Кап. тестер | $1\cdot10^6$ | До 1999,99 *пф* | ±(0,5%+3А) | — |
| 23 | С357 | $1\cdot10^3$ | 0,1 *пф*—15,99 *мкф* | ±(0,1%+А) | $1\cdot10^{-5}$—0,15999 |
| 24 | 4260 A | $1\cdot10^3$ | 1 *пф*—1000 *мкф* | ±(1%+А) при $10^3$ *пф* $<C<100$ *мкф* ±(2%+А) в других поддиапазонах | $1\cdot10^{-3}$—1 |
| 25 | 1212 | $1\cdot10^6$ | До 1999,99 *пф* | ±(0,5%+3А) | До 9,99% |
| 26 | 1682 | $1\cdot10^6$ | До 19999 *пф* | ±(0,1%+А) при $10^{-3}$ *пф* $<C<1999,9$ *пф*, ±(1%+А) при $C>2\cdot10^3$ *пф* | Диапазон g 0,01 *мксим*÷÷19,9 *мсим* |

Примечание. В колонках 5 и 7 приняты сокращения: А — погрешность диск

| Погрешность измерения tg δ | Величина измерительного напряжения | Количество знаков отсчета по | | Время измерения, *сек* | Примечание | Фирма, страна |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | C | tg δ | | | |
| ±[0,25% B+ +0,008× ×($t^{\circ}$—20)% B+ +1·10$^{-4}$ × × $\frac{C_{шкалы}}{C_{измер}}$] | 0,7 *мв* до 7 *в* | 5 | 5 | 0,05 | Полуавтоматический мост с ручной доводкой | «Марк Инструментс», Англия |
| — | | | — | | Универсальный измеритель R, L, C L—1 *мгн*— —1099,9 *гн* R—10 *ом*— —10,99 *Мом* Для L—f=1592 *гц* | «Калтон Инструментс», Англия |
| — | | | — | 0,3 | Цифровой тестер. Измеритель: I, V, R, C, L, f | «Блэкбэрн электрик», Англия |
| — | | | — | — | Универсальный измеритель R, L, C | «АВО», Англия |
| ±2·10$^{-4}$ при tg δ<0,01, ±7% при tg δ >0,01 | | | — | — | Универсальный измеритель R, L, C Отсчет tg δ по лимбу при ручном уравновешивании L при f=1,6 *кгц* | «Солартрон», Англия |
| ±(1%+1·10$^{-3}$) при C>100 *пф* | 1 *мв*—1 *в* | 5 | 5 | 0,5—5 | | «Дженерал Рэйдиоу», США |
| — | | | — | — | Универсальный измеритель R, L, C. Компаратор импеданса | То же |
| — | | | — | 0,333 | Измерители C и L | «Бунтон», США |
| | | 6 | 3 | 0,5 | Измерители C и tg δ | «Микро Инструментс», США |
| | | 4 | 4 | 0,15 | Измерители C и tg δ | «Терэдайн» США |
| ±(5%+2·10$^{-3}$) | | 4 | — | 1 | Универсальный измеритель R, L, C,. Отсчет tg δ не цифровой | «Хьюллет Паккард», США |
| ±(1%+3 цифры) | | 6 | 3 | 0,5 | Измерители C и tg δ | «Синтрон Электроникс», США |
| ±(1%+A) при g<1999 *мксим*, ±(10%+A) при g>2 *мсим* | | 5 | 4 (по g) | От 50 *мсек* до 0,3 *сек* | Измерители C и g | «Дженерал Рэйдиоу», США |

ретности (значение последней цифры отсчета), B — измеренная величина.

серийно и используются в лабораториях и цехах конденсаторостроительных заводов в системе технологического контроля при выпуске конденсаторов разных типов. Большинство приборов предназначено для измерения параметров конденсаторов при частотах звукового диапазона, в особенности при $f=1$ *кгц*. Имеются приборы (их сравнительно немного) для измерения $C$ и $\operatorname{tg}\delta$ при 50 *гц* и особенно мало приборов с ЦО для измерения при радиочастотах. Двухпараметрических измерителей ($C$, $\operatorname{tg}\delta$), работающих при частоте 1 *Мгц*, пока известно только три: 1212, МЦЕ-7А и «кап. тестер» (см. табл. 2-1). К сожалению, недостаточность сведений о приборе «кап. тестер» не позволяет делать какие-нибудь выводы о его возможностях по $\operatorname{tg}\delta$. В рекламном извещении [2-65] данные по $\operatorname{tg}\delta$ не приводятся. Наряду с частотными приборами в таблице помещены данные измерителей $C$ и на основе ВИМ. В § 2-1 было показано, что приборы данного типа получат широкое применение для измерения $C$ и $\Delta C$ различных емкостных датчиков, в автоматизированных системах управления и регулирования и т. п. Для производственного контроля емкости конденсаторов их применение в ряде случаев ограничено величиной и формой измерительного напряжения.

Для измерения характеристик ($C$ и $\operatorname{tg}\delta$) многих типов современных конденсаторов (сегнетокерамических, барьерных, тонкопленочных, полупроводниковых) требуются приборы с очень малым измерительным напряжением, не превышающим нескольких сотен, а иногда и десятков милливольт. Этим требованиям наилучшим образом отвечают приборы: МЦЕ-6, МЦЕ-7А, МЦЕ-9А, МЦЕ-10 и 1680А. Вместе с тем приборы с большими измерительными напряжениями (единицы и десятки вольт) могут быть применены для контроля $C$ и $\operatorname{tg}\delta$ широкого класса конденсаторов (керамических, пленочных, фторопластовых, бумажных, металлобумажных, слюдяных, воздушных), для которых благодаря линейности диэлектрика приложение разных величин напряжения не вызывает заметного изменения параметров. Описание одного из приборов с ЦО приводится ниже.

**Прибор МЦЕ-9А.** Цифровой прибор МЦЕ-9А[1] предназначен для измерения $C$ и $\operatorname{tg}\delta$ конденсаторов в широком диапазоне потерь на малом фиксированном уровне измерительного напряжения частотой 1 *кгц*.

Прибор основан на схеме рис. 2-3 и содержит астатический компенсационный преобразователь емкости и активной проводимости конденсаторов при параллельной схеме замещения в пропорциональные им электрические напряжения и цифровой логометр (измеритель отношения напряжений).

Помимо цифровой формы представления результатов измерения, в приборе предусмотрены также и аналоговые выходы, на которые выведены напряжения, пропорциональные соответственно емкости и активной проводимости

---

[1] Прибор разработан Н. Я. Самойловым, А. А. Рухленковым и В. М. Халифманом.

конденсатора при параллельной схеме замещения. Блок-схема прибора изображена на рис. 2-5.

Преобразователь (рис. 2-5, б) построен по схеме автоматического аналогового прямоугольно-координатного компенсатора с параллельно включенными ветвями компенсации емкостного и активного токов, создаваемых через изме-

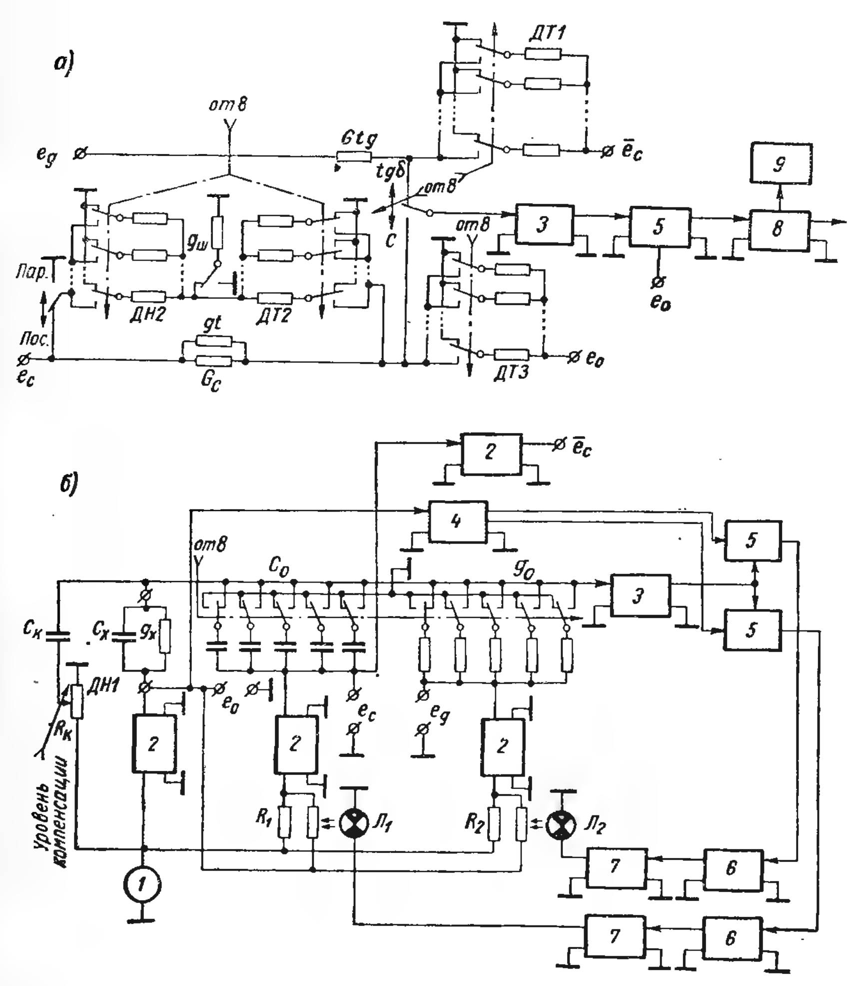



Рис. 2-5. Блок-схема прибора МЦЕ-9А

1 — генератор синусоидального измерительного напряжения; 2 — инвертирующий усилитель; 3 — усилитель сигнала разбаланса; 4 — формирователь опорных напряжений; 5 — фазовый детектор; 6 — интегратор; 7 — мощный выходной усилитель; 8 — центральное устройство управления с системой дискретного уравновешивания логометра; 9 — цифровое отсчетное устройство

ряемый конденсатор источником переменного опорного напряжения [2-40]. Каждая из компенсирующих ветвей содержит набор образцовых мер, с помощью которых устанавливается необходимый предел преобразования и регулируемый источник переменного напряжения, противофазного опорному. В свою очередь источник состоит из управляемого делителя опорного напряжения

(в одно из плеч которого включен фоторезистор) и мощного инвертирующего усилителя *2*. Канал уравновешивания содержит фазовый детектор, интегратор и мощный выходной усилитель, работающий на лампочку. Время уравновешивания системы преобразователя составляет около 0,3 *сек*.

Логометр (рис. 2-5, *а*) содержит две входные токовые компенсационные схемы, последовательно подключаемые к общей уравновешивающей системе, состоящей из усилителя *3*, фазового детектора *5* и устройства дискретного уравновешивания *8*. Плечи отработки входных компенсационных схем построены как параллельные делители тока [2-29] и оказывают неизменную нагрузку на выходы источников $e_0$ и $e_c$.

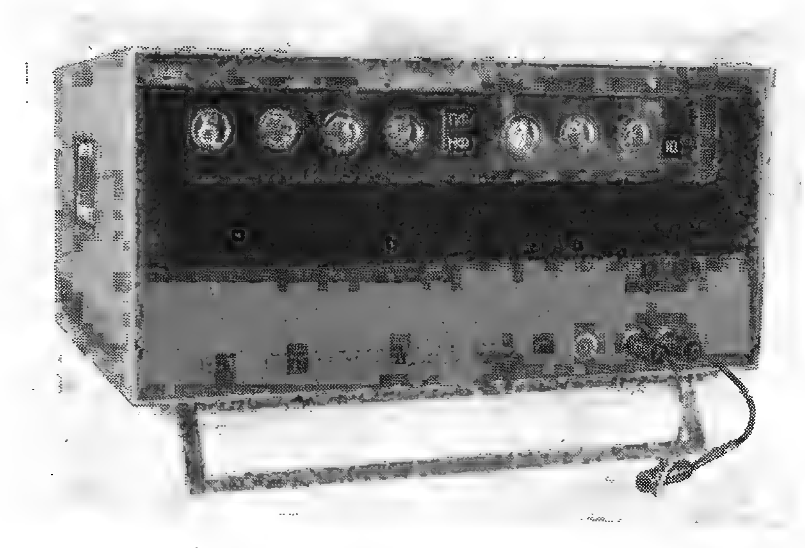


Рис. 2-6. Общий вид прибора МЦЕ-9А

Компенсационная схема, содержащая делитель тока *ДТ1*, служит для измерения отношения $e_g/e_c$, пропорционального величине $\mathrm{tg}\delta_x$. Вторая схема с делителем *ДТ3* предназначена для измерения отношения $e_c/e_0$, пропорционального величине емкости объекта при параллельной схеме замещения ($C_R$). Помимо основных элементов $G_c$ и *ДТ3*, в состав этой схемы входят термозависимая проводимость, служащая для компенсации ТКЕ образцовых мер емкости преобразователя, и система параллельных делителей напряжения *ДН2* и тока *ДТ2*, используемая при измерении емкости по последовательной схеме замещения [2-26]. Коэффициенты передачи этих делителей одинаковы и равны коэффициенту передачи делителя тока *ДТ1*. Таким образом, если к началу измерения емкости отсчет величины $\mathrm{tg}\,\delta$ уже получен, а в приборе именно так и сделано, то к току, притекающему к суммирующему узлу компенсационной схемы емкости через проводимость $G_c$ и пропорциональному емкости объекта при параллельной схеме замещения, добавится некоторая часть, пропорциональная как этой емкости, так и квадрату тангенса угла потерь объекта (1-3). Вследствие чего к моменту равновесия компенсационной схемы в делителе тока *ДТ3* будет накоплена информация о величине емкости при последовательной схеме замещения. В логометре применена система поразрядного уравновешивания [2-25].

Технические характеристики МЦЕ-9А приведены в табл. 2-1. В приборе предусмотрена компенсация емкости внешнего клеммного устройства в пределах до 5 *пф*. Внешний вид прибора показан на рис. 2-6.

# Глава третья

# ИЗМЕРЕНИЕ ТКЕ КОНДЕНСАТОРОВ

## 3-1. Общие сведения

### А. ТКЕ — ВАЖНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА КОНДЕНСАТОРА

Необходимость исследования температурных характеристик конденсаторов возникла уже давно при разработке и конструировании стабильных по частоте радиопередатчиков и проведении точных измерений емкости [3-52, 3-54]. Тогда было обнаружено, что 80% нестабильности за счет влияния температуры приходится на конденсаторы, находящиеся в колебательном контуре передатчика [3-5, 3-34, 3-41]. Потребность в создании термостабильных конденсаторов вызвала многочисленные исследования поведения конденсаторов и материалов при различных температурах [1-1—1-6, 3-2, 3-4, 3-8, 3-50—3-58, 3-67—3-69, 3-76]. Исследования показали, что стабильность конденсатора в значительной мере определяется характеристиками его диэлектрика. Основные свойства материалов, употребляемых в качестве диэлектриков электрических конденсаторов, зависят в той или иной степени от температуры. Такие важнейшие процессы, как поляризация, скорость релаксации и др., определяющие его характеристики, могут ускоряться и замедляться под действием температуры. Это и определяет температурные зависимости $\varepsilon$ и $\operatorname{tg}\delta$ диэлектрика. Значительное влияние на эти зависимости оказывают и конструктивные особенности, связанные с изменением геометрии конденсатора от температуры [3-39], качество металлизации и материал электродов [3-49], влажность и давление окружающей среды [3-42], надежность герметизации для герметизированных конструкций и т. п.

Температурные зависимости $C=f(T)$ и $\operatorname{tg}\delta=f(T)$ достаточно полно характеризуют свойства конденсатора в данном интервале температур. Они приводятся, как правило, в специальной литературе [1-3, 1-4, 1-6а, 1-12, 1-32, 3-59, 3-61]. Однако в массовом, крупносерийном производстве поставка каждого типономинала конденсаторов с приложением температурных кривых является пока весьма трудоемким делом и экономически нецелесообразным.

Влияние температуры на емкость конденсатора принято оценивать величиной ТКЕ. Как известно [3-1, 3-13, 3-39], ТКЕ конденсатора с твердым диэлектриком можно представить как ТКЕ=ТК$\varepsilon$+ТК$l$, где ТК$\varepsilon$ — температурный коэффициент диэлектрической проницаемости материала диэлектрика, а ТК$l$ — температурный коэффициент за счет линейного расширения диэлектрика. Для керамических конденсаторов, например [1-2а, 3-8], ТКЕ$\approx$ТК$\varepsilon$. Температурный коэффициент емкости определяет обратимые изменения емкости конденсатора.

Необратимые изменения [1-3] характеризуются коэффициентом температурной нестабильности емкости (КТНЕ), либо относительным изменением остаточной емкости ($\Delta C_{ост}/C$) за определенный промежуток времени [1-32].

ТКЕ является важным параметром, определяющим возможность применения конденсатора в тех или других радиотехнических устройствах. Его принято характеризовать [1-4, 3-8] относительным изменением емкости на один градус Цельсия в определенном интервале температур:

$$\tau_c = \Delta C/[C(T_2 - T_1)] = \Delta C/(C\Delta T). \qquad (3\text{-}1)$$

Температурный коэффициент измеряется в долях на градус (1/*град*) или в процентах на градус (*проц/град*).

## Б. ТКЕ В ДАННОЙ ТОЧКЕ И ИНТЕРВАЛЕ ТЕМПЕРАТУР

На рис. 3-1 приведена кривая изменения емкости некоторого конденсатора с температурой. Для интервала температур $T_2 - T_1$ согласно (3-1)

$$\tau_c = (C_2 - C_1)/[C_1(T_2 - T_1)]. \qquad (3\text{-}2)$$

Выражения (3-1) и (3-2) получаются при линейной аппроксимации кривой $C=f(T)$ на данном температурном участке.

Из (3-2) следует[1]: $C_2 = C_1[1 + \tau_c(T_2 - T_1)]$. Легко показать, что чем больше кривая $C=f(T)$ отличается от прямой ее аппроксимирующей, тем выше погрешность определения $\tau_c$ внутри интересующего нас температурного интервала. Из рис. 3-1, *б* видно, что значение $\tau_c$ не отражает всех изменений емкости внутри данного температурного интервала, а представляет лишь какое-то усредненное значение. Разбив температурный интервал $T_2 - T_1$ на более мелкие температурные участки, получим другие значения ТКЕ. Так, например, на участке $T'_2 - T_1$ $\tau'_c = +(C'_2 - C_1)/[C_1(T'_2 - T_1)]$, для участка $T''_2 - T'_2$ он отрицателен: $\tau''_c = -(C'_2 - C''_2)/[C'_2(T''_2 - T'_2)]$, а для участка $T_2 - T_2'''$ ТКЕ становится снова положительным, а именно:

$$\tau'''_c = +(C_2 - C'''_2)/[C'''_2(T_2 - T'''_2)].$$

Продолжая сужать температурный участок, можно получить представление о температурном коэффициенте конденсатора в данной температурной точке:

$$(\tau_c)_{T_1} = \left|\frac{dC}{dT}\right|_{T_1}\left(\frac{1}{C}\right)_{T_1}.$$

В точках $T'_2$ и $T_2'''$ температурный коэффициент окажется равным нулю, в точках $T_1$ и $T_2$ он будет положителен, причем

[1] Когда за начальную температуру принимается $T_1 = 20°$ С, выражение записывается так: $C_T = C_{20}[1 + \tau_c(T - 20°)]$.

$(\tau_c)_{T_1} > (\tau_c)_{T_2}$. Температурный коэффициент в точке характеризует изменение емкости в окрестности данной точки. Таким образом, ТКЕ согласно (3-1) наиболее полно определяет температурную зависимость емкости конденсатора только в том случае, когда его температурная кривая монотонна, не содержит резких колебаний и соответствует малым изменениям емкости в интересующем нас температурном интервале. Этому требованию соответствует большинство конденсаторов разных типов, выпускаемых в настоящее время [1-8—1-11, 1-21, 1-36].

Выпускаемые у нас конденсаторы [1-6а, 1-10, 1-40, 1-41] по температурному коэффициенту емкости подразделяются на группы: МПО, П, Н и М.

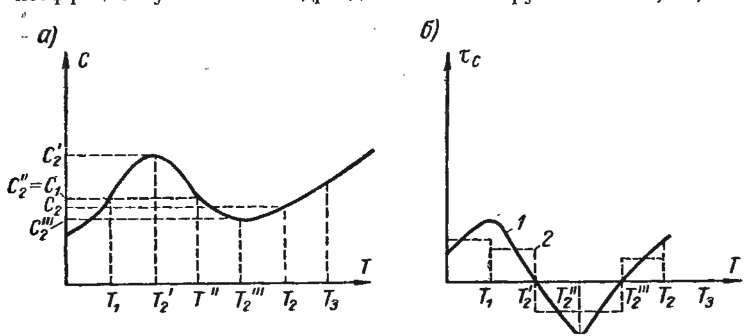



Рис. 3-1. Примерные температурные зависимости $C$ и $\tau_c$: $a$ — кривая $C=f(T)$; $б$ — кривые $\tau_c=f(T)$.

1 — $\tau_c$ — в каждой точке (сплошная); 2 — $\bar{\tau}_c$ — усредненное значение (штриховая)

Группа МПО указывает на малый ТКЕ, группа П — на положительное значение ТКЕ, М — на отрицательное, а группа Н — на величину $\Delta C/C$ при определенном $\Delta T$ для конденсаторов низкочастотных групп. Рядом с буквой группы ТКЕ обычно указывается его значение в миллионных долях на градус Величины ТКЕ различных групп приведены в табл. 3-1 и 3-2.

Во всех случаях ТКЕ следует определять в возможно более узком температурном интервале. По ГОСТ [1-40] интервал принят равным 40° С. В ряде случаев используют более узкие температурные интервалы, например 10° С. Использование более узких температурных интервалов при измерении ТКЕ позволяет построить температурную зависимость ТКЕ и иметь

*Таблица 3-1*

**Значение ТКЕ конденсаторов высокочастотных групп**

| Группа ТКЕ | МПО | П33 | П60 | М33 | М47 | М75 | М150 | М220 | М330 | М470 | М750 | М1500 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ТКЕ для $\Delta T$ от + 20 до 80° С, $10^{-6}$ *град*$^{-1}$ | −0±20 | +33±20 | +60±20 | −33±20 | −47±20 | −75±30 | −150±40 | −220±40 | −330±60 | −470±90 | −750±100 | −1500±200 |

*Таблица 3-2*

**Значение $\frac{\Delta C}{C_0}$ % для конденсаторов низкочастотных групп**

($C_0$ — емкость при 20° С)

| Группа ТКЕ | Н20 | Н30 | Н50 | Н90 |
|---|---|---|---|---|
| Значение $\frac{\Delta C}{C_0}$ % в интервале температур —60— +85° С | ±20 | ±30 | ±50 | ±90 |

более точную информацию о величине емкости конденсатора при данной температуре. С другой стороны, сужение интервала температур требует повышения разрешающей способности и стабильности измерительных систем, что особенно затруднительно обеспечить при измерении малых ТКЕ конденсаторов стабильных групп. На рис. 3-1, *б* показана кривая $\tau_c = f\ (T)$ для конденсатора, кривая $C = f\ (T)$ которого приведена на рис. 3-1, *а*,

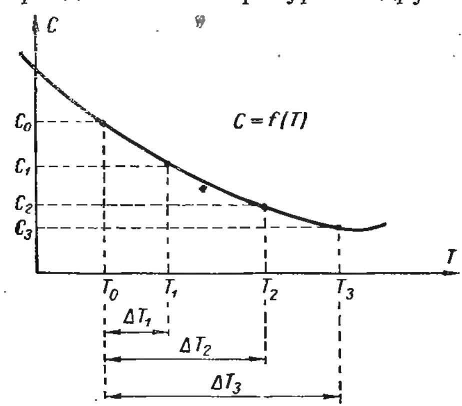



Рис. 3-2. Квадратичная зависимость емкости от температуры

Для более точного определения ТКЕ при известных законах изменения емкости от температуры используют более сложные аппроксимирующие функции. Если известно, что закон изменения емкости в данном интервале температур приближается к кривой второго порядка, можно применить [3-26, 3-29] следующую функцию:

$$C_т = C_0 [1 + \tau_c (T - T_0) + \beta (T - T_0)^2]. \qquad (3\text{-}3)$$

Если изменения емкости ближе к кубическому закону, для аппроксимации можно использовать полином третьей степени, а именно: $C_т = C_0 [1 + \tau_c (T - T_0) + \beta (T - T_0)^2 + \gamma (T - T_0)^3]$. Рассмотрим более подробно квадратичную аппроксимацию (рис. 3-2). Для нахождения коэффициентов $\tau_c$ и $\beta$, определяющих ход кривой, необходимо знать значение емкости в температурных точках: $T_0$, $T_1$, $T_2$ и $T_3$ [3-29]. Пусть $C_0$ — значение емкости конденсатора при $T_0$, $C_1$ — значение при $T_1$ и соответственно $C_2$ — при $T_2$ и $C_3$ — при $T_3$. Значение емкости $C_0$ конденсатора[1]

[1] Если $C_0$ при $T_0$ неизвестно, его необходимо измерить.

при одной (начальной) температуре $T_0$ обычно бывает известно и остается измерить величину емкости испытуемого конденсатора при трех температурах. Для температур $T_1$, $T_2$ и $T_3$ согласно (3-3) справедливы соотношения: $C_1=C_0(1+\tau_c\Delta T_1+\beta\Delta T_1^2)$; $C_2=C_0(1+\tau_c\Delta T_2+\beta\Delta T_2^2)$; $C_3=C_0(1+\tau_c\Delta T_3+\beta\Delta T_3^2)$. Эти соотношения сводятся к двум уравнениям:

$$\left.\begin{aligned}(C_2-C_1)/C_0&=\tau_c(\Delta T_2-\Delta T_1)+\beta(\Delta T_2-\Delta T_1)(\Delta T_2+\Delta T_1);\\(C_3-C_2)/C_0&=\tau_c(\Delta T_3-\Delta T_2)+\beta(\Delta T_3-\Delta T_2)(\Delta T_3+\Delta T_2).\end{aligned}\right\}\quad(3\text{-}4)$$

Решив систему (3-4) относительно $\tau_c$ и $\beta$ (см. рис. 3-2) и имея в виду, что $\Delta T_2-\Delta T_1=T_2-T_1$, $\Delta T_3-\Delta T_2=T_3-T_2$, $\Delta T_1+\Delta T_2=T_1+T_3-2T_0$, $\Delta T_3+\Delta T_2=T_2+T_3-2T_0$, получим:

$$\tau_c=\frac{(C_2-C_1)(T_3-T_2)(T_2+T_3-2T_0)-(C_3-C_2)(T_2-T_1)(T_1+T_2-2T_0)}{2C_0(T_2-T_1)(T_3-T_2)(T_3-T_1)};$$

$$\beta=\frac{(C_3-C_2)(T_2-T_1)-(C_2-C_1)(T_3-T_2)}{2C_0(T_2-T_1)(T_3-T_2)(T_3-T_1)}.$$

Формулы значительно упрощаются, если выбрать при измерении равные температурные интервалы, т. е. $T_1-T_0=T_2-T_1=T_3-T_2=\Delta T$, тогда $\tau_c=(8C_2-5C_1-3C_3)/(2C_0\Delta T)$ и $\beta=(C_1-2C_2+C_3)/[2C_0(\Delta T)^2]$.

Можно также сделать одинаковыми [3-27] только температурные интервалы: $T_2-T_1=T_3-T_2=\Delta T$, тогда

$$\tau_c=[(C_2-C_1)(T_1-T_0+1{,}5\Delta T)-$$
$$-(C_3-C_2)(T_1-T_0+0{,}5\Delta T)]/[C_0(\Delta T)^2];$$
$$\beta=[0{,}5(C_1+C_3)-C_2]/[C_0(\Delta T)^2].$$

Квадратичная аппроксимация определяет температурный ход кривой $C=f(T)$ с помощью двух коэффициентов: $\tau_c$ и $\beta$. Придерживаясь (3-1), мы получим из (3-3) более сложное выражение для температурного коэффициента, вскрывающее температурную зависимость ТКЕ, а именно: ТКЕ$=(C_т-C_0)/(C_0\Delta T)=\tau_c+\beta\Delta T$. М. Д. Клионским [3-24, 3-27] получены значения $\tau_c$ и $\beta$ для некоторых типов образцовых конденсаторов. Для воздушного конденсатора дискового типа значение $\tau_c$ оказалось равным $(15-50)\cdot10^{-6}$ *град*$^{-1}$, а $\beta-(-3-+25)\cdot10^{-6}$ *град*$^{-1}$. Для слюдяного конденсатора $\tau_c=(25-40)\cdot10^{-6}$ *град*$^{-1}$ и $\beta=(-35\div+35)\cdot10^{-6}$ *град*$^{-1}$. В § 3-1, п. А было показано, что использование формул линейной аппроксимации температурных кривых при широком интервале температур приводит к погрешности определения ТКЕ. Аналогично при повышении точности измерения и в более узком температурном интервале может сказываться на погрешности имеющее место отклонение от линейности [3-24].

Из последнего следует, что повышение точности измерения $\tau_c$ конденсаторов при $\Delta\tau_c\approx0{,}1\cdot10^{-6}$ *град*$^{-1}$ потребует применения квадратичной аппроксимации и $\tau_c$ будет характеризоваться

двумя членами: $\tau_c$ и $\beta$. Интересно отметить, что при квадратичной зависимости емкости конденсатора от температуры разбивка широкого температурного диапазона на более узкие температурные участки не всегда будет приводить к разным величинам усредненного значения $\tau_c$. Если связать крайние температуры участков зависимостью [3-20]

$$T_а + T_г = T_б + T_в \text{ при } T_а < T_б < T_в < T_г, \qquad (3\text{-}5)$$

то усредненное значение $\tau_c$, определенное по (3-1), окажется одинаковым для температурных участков $T_г—T_а$ и $T_в—T_б$. Данное обстоятельство может быть использовано для проверки квадратичности кривой $C=f(T)$ разных типов конденсаторов. Кроме того, если необходимо по каким-либо причинам сместить одну из граничных температур при измерении $\tau_c$, то соответствующее перемещение второй температурной точки в соответствии с (3-5) не приведет к другому значению ТКЕ.

## В. СОЕДИНЕНИЕ КОНДЕНСАТОРОВ С РАЗНЫМИ ТКЕ

В практике температурной компенсации цепей и отдельных конденсаторов [3-3, 3-10, 3-17, 3-79] часто требуются конденсаторы, имеющие определенные значения емкости и ТКЕ, отличающиеся от тех, которые изготавливаются. Последнее вызывает необходимость составлять требуемую емкость из нескольких конденсаторов [3-5, 3-34, 3-40, 3-69], соединяя последние последовательно и параллельно. Приведем соотношения, необходимые для расчета такого соединения. При последовательном и параллельном соединении конденсаторов с разными значениями ТКЕ можно в известных условиях получить меньшее значение ТКЕ для всего соединения. Так, для последовательного соединения общая емкость, как известно, находится из выражения $1/C=\sum_1^n(1/C_к)$. В случае если конденсаторы $C_1 \ldots C_n$ имеют в данном интервале температур $\Delta T$ температурные коэффициенты емкости $\tau_{c1} \ldots \tau_{cn}$, то ТКЕ для всего соединения можно найти из соотношения:

$$\tau_c = C\sum_1^n\left(\tau_{cк}/C_к\right) = \sum_1^n\left(\tau_{cк}/C_к\right)/\sum_1^n\left(1/C_к\right). \qquad (3\text{-}6)$$

Совершенно аналогично для параллельного соединения:

$$C = \sum_1^n C_к; \qquad (3\text{-}7)$$

$$\tau_c = (1/C)\sum_1^n(C_к\tau_{cк}) = \sum_1^n\left(C_к\tau_{cк}\right)/\sum_1^n C_к. \qquad (3\text{-}8)$$

Для двух конденсаторов выражения (3-6) и (3-8) упрощаются и принимают вид:

для последовательного соединения

$$\tau_c = \tau_{c1}C_2/(C_1 + C_2) + \tau_{c2}C_1/(C_1 + C_2); \qquad (3\text{-}9)$$

для параллельного соединения

$$\tau_c = \tau_{c1}C_1/(C_1 + C_2) + \tau_{c2}C_2/(C_1 + C_2). \qquad (3\text{-}10)$$

Таким образом, при соединении (последовательно) конденсатора емкостью 20 *пф* с ТКЕ, равным $+40 \cdot 10^{-6}$*град*$^{-1}$, с конденсатором 100 *пф* при ТКЕ, равным $-20 \cdot 10^{-6}$*град*$^{-1}$, получим конденсатор общей емкостью 16,6 *пф* и ТКЕ, равным $+30 \cdot 10^{-6}$*град*$^{-1}$. Меньшее значение ТКЕ можно получить, если соединить их параллельно. Согласно (3-7) получим $C=120$ *пф*, а ТКЕ будет $-10 \cdot 10^{-6}$*град*$^{-1}$.

Конденсатор с очень малым температурным коэффициентом можно получить при тщательном подборе величин емкости и ТКЕ соединяемых конденсаторов. Как следует из (3-9) и (3-10), компенсация может иметь место при $\tau_{c1}$ и $\tau_{c2}$ разных знаков, если отношение величин емкостей равно отношению их ТКЕ для последовательного соединения и совпадает с обратным отношением ТКЕ для параллельного соединения.

Приравняв нулю (3-9) и (3-10), можно получить $\tau_{c2}/\tau_{c1} = C_2/C_1$ для последовательного соединения, т. е. когда общая емкость

$$C = C_1C_2/(C_1 + C_2), \qquad (3\text{-}11)$$

и

$$\tau_{c2}/\tau_{c1} = C_1/C_2 \qquad (3\text{-}11а)$$

для параллельного, т. е. когда $C=C_1+C_2$. Как известно [3-3, 3-4], стабильность частоты генератора в значительной степени зависит от стабильности элементов $L$ и $C$ колебательного контура, т. е.

$$\lambda = 2\pi\sqrt{LC} \qquad (3\text{-}12)$$

и $\Delta\lambda/\lambda=\Delta C/(2C)+\Delta L/(2L)$, или $\tau_\lambda=\Delta\lambda/(\lambda\Delta T)=0{,}5\tau_c+0{,}5\tau_L$, где $\tau_\lambda$ — температурный коэффициент длины волны, а $\tau_c$ и $\tau_L$ — температурные коэффициенты емкости и индуктивности. Независимость длины волны от температуры может быть достигнута при условии, если

$$\tau_L = -\tau_c. \qquad (3\text{-}13)$$

Для получения заданного малого отрицательного ТКЕ конденсатора (определенной емкости), удовлетворяющего (3-13), приходится соединять последовательно либо параллельно конденсаторы с разными $\tau_c$. При последовательном соединении условие нулевой компенсации можно получить, если использовать (3-9) и (3-13), т. е.

$$\tau_L = -\left[\tau_{c1}C_2/(C_1 + C_2) + \tau_{c2}C_1/(C_1 + C_2)\right].$$

Имея в виду (3-11), разрешив уравнение относительно $C_2$, получим

$$C_2 = C(\tau_{c1} - \tau_{c2})/(\tau_L + \tau_{c1}). \qquad (3\text{-}14)$$

Совершенно аналогично, приравняв (3-10) и (3-13) и разрешив полученное соотношение относительно $C_2$, получим условие нулевой компенсации частоты при параллельном соединении компенсирующих конденсаторов:

$$C_2 = C(\tau_L + \tau_{c1})/(\tau_{c1} - \tau_{c2}). \qquad (3\text{-}15)$$

Поясним на примере, как пользоваться полученными соотношениями.

Пусть для генерации частоты 3,75 *Мгц* мы имеем катушку индуктивности $L=15$ *мкгн* с температурным коэффициентом $\tau_L = +1\cdot10^{-5}$ град$^{-1}$. Согласно (3-12) в контур необходимо включить конденсатор емкостью 120 *пф*. Для получения нулевого значения по (3-13) температурный коэффициент контурного конденсатора должен быть $-10\cdot10^{-6}$ град$^{-1}$. Конденсаторы с таким ТКЕ отсутствуют, но имеются с ТКЕ, равным $+40\cdot10^{-6}$ град$^{-1}$ и $-20\cdot10^{-6}$ град$^{-1}$. Какой величины емкости должны быть эти конденсаторы? Попытаемся использовать два конденсатора. Обозначим $C_1$ с $\tau_{C1} = +40\cdot10^{-6}$ град$^{-1}$ и $C_2$ с $\tau_{C2} = -20\cdot10^{-6}$ град$^{-1}$. Имея в виду параллельное соединение, подставим $C_1$, $\tau_{C1}$, $\tau_{C2}$ и $\tau_L$ в (3-15) и определим $C_2$:

$$C_2 = \frac{120\,(1\cdot10^{-5} + 40\cdot10^{-6})}{40\cdot10^{-6} + 20\cdot10^{-6}} = 100 \text{ пф},$$

тогда $C_1 = 120 - 100 = 20$ *пф*.

Если нам удобнее последовательное соединение, нужно воспользоваться (3-14), т. е.

$$C_2 = \frac{120\,(40\cdot10^{-6} + 20\cdot10^{-6})}{1\cdot10^{-5} + 40\cdot10^{-6}} = 144 \text{ пф}.$$

Используя (3-11), получим $C_1 = 720$ *пф*. В случае, когда и этих значений емкости не окажется в наличии, придется соединять три и более конденсатора последовательно и параллельно, пользуясь (3-9) и (3-10), пока не будет найдено нужное значение емкости и ТКЕ.

## 3-2. Методы и схемы измерения ТКЕ

### А. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ТКЕ

Методы измерения температурного коэффициента сводятся к определению изменения емкости испытуемого конденсатора, вызванного изменением температуры, как это непосредственно следует из (3-1). Общностью всех методов является, следовательно, необходимость измерения изменений емкости и температуры. Несмотря на эту общность, методы измерения ТКЕ подразделяются на две большие группы, отличающиеся режимом нагрева испытуемого объекта (рис. 3-3). В том случае, если режим нагрева обеспечивает одинаковую температуру окружающей объект среды и самого объекта в течение определенного конечного промежутка времени, будем иметь статический

метод, если же температура среды и объекта неодинакова и не сохраняется постоянной при измерении — динамический.

Дальнейшее подразделение методов определяют способы измерения емкости и изменений ее [2-40]. Одну подгруппу составляют методы, при которых $C$ и $\Delta C$ измеряются непосредственно, другую подгруппу — посредством определения частоты и приращения ее ($f$ и $\Delta f$) при изменении емкости испытуемого конденсатора, включенного в контур генератора. Эти подгруппы в свою очередь распадаются на отдельные методы и схемы определения $\Delta C$ и $\Delta f$.

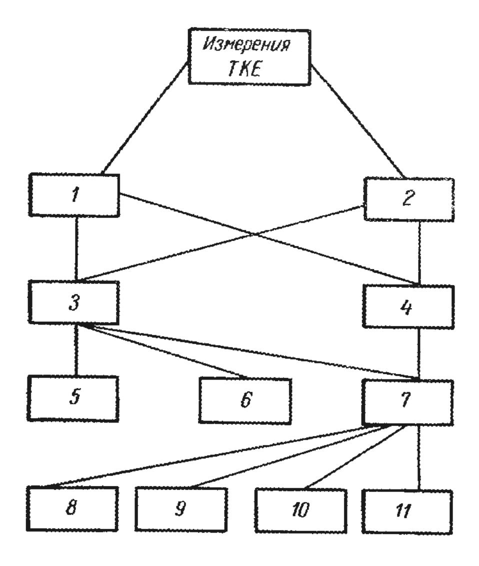



Рис. 3-3. Классификация методов измерения ТКЕ

1 — статические; 2 — динамические; 3 — основанные на измерении $\Delta C$; 4 — на основе измерения $\Delta f$; 5 — мостовые; 6 — сравнения напряжений; 7 — резонансные; 8 — генераторные; 9 — контурные; 10 — с применением частотной модуляции (ЧМ); 11 — на основе резонансных решающих четырехполюсников (РРЧ)

В тридцатых годах в связи с недостаточной чувствительностью применявшихся тогда мостов переменного тока при измерении ТКЕ главным образом применялись резонансные схемы [3-64] и изменение емкости определялось либо генераторными методами (простые и сложные биения) [3-36, 3-38, 3-44, 3-63, 3-72, 3-78, 3-84], либо контурными методами [3-46, 3-62, 3-67]. В настоящее время в связи с большим прогрессом в области конструирования высокочувствительных мостовых схем стали широко использоваться и мосты переменного тока [3-27, 3-49, 3-60, 3-71, 3-80].

Мостовые схемы имеют ряд преимуществ перед резонансными, а именно: позволяют более точно измерять малые[1] $\Delta C$, так как паразитные параметры (особенно при использовании мостов с тесной индуктивной связью) в малой степени влияют на условие равновесия; позволяют производить измерение температурного коэффициента потерь $TK\,\mathrm{tg}\,\delta = (\Delta\,\mathrm{tg}\,\delta)/(\Delta T\,\mathrm{tg}\,\delta)$; лишены погрешности, свойственной резонансным схемам [2-40], из-за ухода частоты генератора за счет потерь испытуемого объекта.

Мостовые схемы для измерения ТКЕ применяются в звуковом и инфразвуковом диапазонах частот и при радиочастотах

---

[1] Ray J. A. El. D, 1966, v. 14, № 3, 52—53.

до 10 *Мгц*. В современных цифровых автоматических мостах введен даже режим «слежения», при котором создается возможность быстрой индикации изменения емкости [2-7, 2-63, 2-64]. Несмотря на успехи мостовой техники, резонансные схемы не потеряли своего значения, особенно при частотах, превышающих 10 *Мгц* [3-46, 3-62, 3-78].

## Б. СТАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

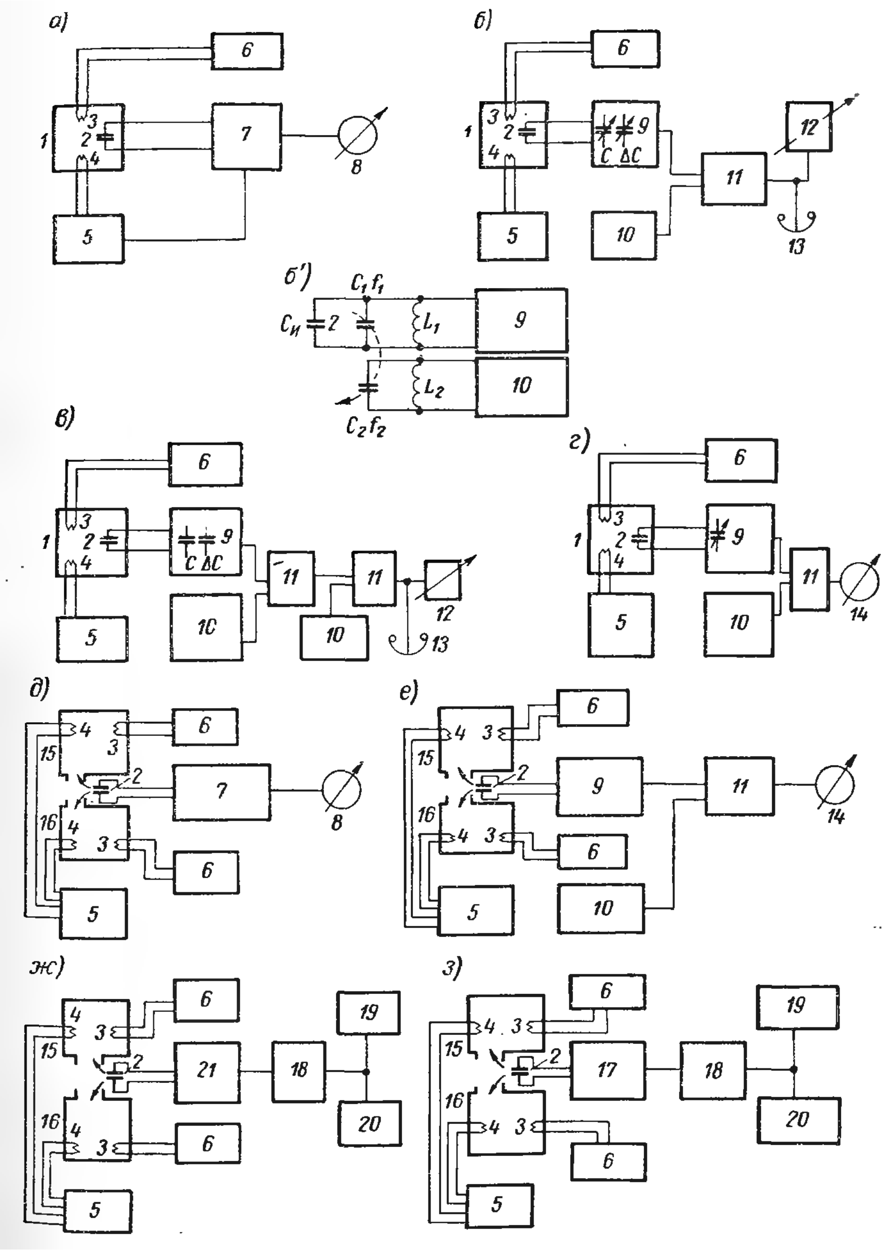
Блок-схемы измерителей ТКЕ на основе статического метода показаны на рис. 3-4. На рис. 3-4, *а* приведена блок-схема, использующая один термостат и измеритель $C$ и $\Delta C$, на основе моста, сравнения напряжений и т. п. [2-40]. Испытуемый конденсатор помещается в термостат *1*, в котором с помощью терморегулятора *5* устанавливается температура $T_1$. Когда испытуемый конденсатор прогрелся и его температура достигла температуры $T_1$, производят измерения его емкости $C_1$ при данной температуре. После этого переводят регулятор *5* на вторую температурную точку $T_2$. С течением времени температуры внутри термостата и конденсатора становятся равными $T_2$ и с помощью измерителя отмечают новое значение емкости либо приращения $\Delta C$. Полученных данных достаточно для определения $\tau_c$ (3-1) в температурном интервале $T_2$—$T_1$.

Блок-схема на основе метода биений (генераторный метод) [3-35, 3-63, 3-65, 3-78] показана на рис. 3,4 *б*. Эта схема содержит два генератора: один измерительный *9*, второй опорный *10*, буферные каскады и смеситель *11*, телефон *13* либо стрелочный указатель *12* для индикации нулевых биений частот генераторов *9* и *10*. В точке $T_1$ конденсатором $C$ уравнивают частоты генераторов (достижением нулевых биений); в точке $T_2$ изменение частоты генератора *9* за счет ухода емкости *2* компенсируют настройкой конденсатора снова по индикатору нулевых биений. Необходимое для расчета $\tau_c$ изменение $C$ отсчитывается непосредственно по шкалам конденсатора $\Delta C$. Вначале опорный генератор по частоте стабилизировали кварцем [3-16, 3-19, 3-67, 3-74], затем пришли к выводу, что бóльшую стабильность можно получить, если оба генератора собирать по одинаковым схемам и размещать в одном блоке, добиваясь одинакового воздействия на них дестабилизирующих факторов [3-38]. Если сде-

---

Рис. 3-4. Блок-схема измерителей ТКЕ на основе статического метода

*1* — камера нагрева испытуемого образца; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — датчик температуры; *4* — нагревательный элемент; *5* — блок питания и терморегулирования; *6* — измеритель температуры $T_1$, $T_2$, $T_3$, . . . , $T_n$; *7* — измеритель $C$ и $\Delta C$ мостового типа или на основе сравнения напряжений; *8* — отсчетные устройства для $C$ и $\Delta C$; *9* — измерительный генератор; *10* — опорный генератор; *11* — буферные каскады и смеситель; *12* — стрелочный указатель нулевых биений; *13* — телефон; *14* — отчетные устройства для $\Delta f$; *15* — камера нагрева до $T_1$; *16* — камера нагрева до $T_2$; *17* — измеритель $C$ и $\Delta C$ на основе РРЧ; *18* — блок памяти; *19* — система обработки данных и вычисления ТКЕ; *20* — система цифрового отсчета; *21* — система измерения $C$ и $\Delta C$ на основе операционного усилителя



а)
б)
б')
$C_1 f_1$
$C_И$
$L_1$
$L_2$
$C_2 f_2$
C ΔC
в)
г)
д)
е)
ж)
з)

лать конденсаторы $C_1$, $C_2$ измерительного *9* и опорного *10* генераторов логарифмическими (см. рис. 3-4, *б'*) и спарить их, то, как показали Малев В. А., Диканов Д. С. и Вайнбойм П. И. [3-15, 3-32, 3-33], можно получить прямой отсчет ТКЕ.

Действительно, одновременной настройкой емкости конденсаторов $C_1$ и $C_2$ можно уравнять частоты $f_1$ и $f_2$ в первой температурной точке $T$, тогда емкость испытуемого конденсатора

$$C_{и} = C(L_2 - L_1)/L_1, \qquad (3\text{-}16)$$

где $C = C_1 = C_2$ — емкости переменных конденсаторов измерительного и опорного генераторов. Перейдя к точке $T_2$ и снова изменением $C_1$ и $C_2$ восстановив равенство $f_1 = f_2$, получим

$$\Delta C_{и} = \Delta C(L_2 - L_1)/L_1, \qquad (3\text{-}17)$$

где $\Delta C_{и}$ — изменение емкости испытуемого конденсатора, вызванное изменением температуры на $\Delta T = T_2 - T_1$; $\Delta C$ — изменение емкости конденсаторов $C_1$ и $C_2$.

Разделив (3-17) на (3-16) и $\Delta T$, получим $\Delta C_{и}/(C_{и}\Delta T) = \Delta C/(C\Delta T) = \tau_c$. Для логарифмического конденсатора [3-1] $\Delta C/C = N = \mathrm{const}$. В свою очередь $\Delta C = \delta^0 \cdot n$, где $n$ — число делений; $\delta^0$ — цена деления. Таким образом, при фиксированном значении $\Delta T$ получаем прямой отсчет измеряемого ТКЕ.

Для ускорения измерений ТКЕ находят применение схемы с двумя и тремя измерительными генераторами. Последнее дает возможность быстрого измерения нескольких емкостей и секций переменных конденсаторов [3-15, 3-16]. Испытуемые конденсаторы нагреваются одновременно и затем поочередно подключаются к измерительным генераторам; коммутировать генераторы [3-77] иногда оказывается удобнее. Блок-схема генераторного метода, использующая двойные (сложные) биения, изображена на рис. 3-4, *в*. Она отличается от предыдущей наличием двух опорных генераторов (один — высокой, второй — низкой частот [1]) и двух систем буферных каскадов и смесителей [3-38, 3-72]. Частота второго опорного генератора «бьется» с разностной частотой, получаемой на выходе первого смесителя, в результате чего получается вторая разностная частота (более низкая), которая и поступает на второй смеситель и определяется индикатором нулевых биений *12*. Схема на основе двойных биений очень сложна в настройке и только при очень тщательном изготовлении опорных генераторов и смесителей способна реализовать присущую ей повышенную точность индикации равенства частот, нежели схема рис. 3-4, *б*.

Подгруппа методов, базирующихся на измерении изменения частоты ($\Delta f$), представлена блок-схемой рис. 3-4, *г*. В этой схеме частоты измерительного и опорного генераторов уравни-

[1] Возможна и схема сложных биений, содержащая три генератора ВЧ [3-36].

ваются (конденсатором $C$ измерительного генератора) только один раз в $T_1$. При $T_2$ частоты не уравниваются, а на выходе смесителя *11* отсчетное устройство непосредственно указывает величину $\Delta f$ [3-36а, 3-44, 3-67, 3-70]. Возможны схемы и без опорного генератора. В них изменение частоты измерительного генератора определяется непосредственно частотными дискриминаторами, реверсивными счетчиками [3-22] либо другими частотно-измерительными устройствами [3-46]. Измерив $\Delta f$, можно по $\Delta f/f_0$ вычислить $\tau_c$. Действительно, из (3-12), предположив для простоты, что вся емкость контура и является $C_и$, можно видеть:

$$f_1 = f_0 - \Delta f = 1/\left[2\pi \sqrt{L_0 (C_и + \Delta C_и)}\right]. \qquad (3\text{-}18)$$

После простых преобразований $f_1^2/f_0^2 = C_и/(C_и + \Delta C_и)$. Решив последнее относительно $\Delta C_и/C_и$ и пренебрегая значением $(\Delta f/f_0)^2$, будем иметь $\Delta C_и/C_и = -(2\Delta f/f_0)/(1 - 2\Delta f/f_0)$. Тогда в соответствии с (3-1) получим

$$\tau_c = -(2\Delta f/f_0)/[(1 - 2\Delta f/f_0)\Delta T].$$

При малых значениях ТКЕ

$$\tau_c \approx -2\Delta f/(f_0 \Delta T). \qquad (3\text{-}19)$$

Практически не удается сделать, чтобы вся емкость контура определялась испытуемым конденсатором. В контур генератора входят, кроме $C_и$ и $L_0$*, емкость фидера, емкость клемм и т. д. Выражение (3-18) для случая, более близкого к действительности, значительно усложняется:

$$f_1 = f_0 - \Delta f = 1/\left\{2\pi \sqrt{L_0 [C_к + (C_п + \Delta C_п) + (C_и + \Delta C_и)]}\right\}, \qquad (3\text{-}20)$$

где $C_к$ — часть емкости контура, не находящаяся в термостате; $C_п = C_ф + C_{кл} + C_р$ — общая паразитная емкость, складывающаяся из $C_ф$ — емкости фидерной системы, $C_{кл}$ — емкости клемм и $C_р$ — емкости между испытуемым конденсатором и стенками термостата, зависящей от расположения испытуемого объекта в камере нагрева [3-14]. Исследование (3-20) приводит к более сложному выражению для ТКЕ, а именно:

$$\tau_c + \tau_п = -2\Delta f (C_к + C_п + C_и)/(f C_и \Delta T), \qquad (3\text{-}21)$$

где $\tau_п = \Delta C_п/C_п\Delta T)$ — температурный коэффициент паразитной емкости.

Можно считать (3-8), что

$$\tau_п = (C_ф \tau_ф + C_{кл}\tau_{кл} + C_р \tau_р)/C_п, \qquad (3\text{-}22)$$

где $\tau_ф$, $\tau_{кл}$ и $\tau_р$ — температурные коэффициенты емкостей фидера, клемм и $C_р$.

---

* Вопросы температурной стабилизации катушек индуктивности широко освещены в [3-39, 3-42, 3-43, 3-75, 3-81—3-83] и из-за ограниченности объема не рассматриваются.

В каждом отдельном случае то или другое слагаемое выражения (3-22) может оказаться наиболее значащим и определяющим $\tau_п$ Здесь рассмотрено только влияние паразитной емкости. При высоких частотах и больших испытуемых емкостях необходимо учитывать и индуктивность фидерной системы $L_ф$ и ее температурный коэффициент $\tau_ф$. Фидерная система, таким образом, является одним из сложнейших элементов установки для измерения ТКЕ. При проектировании и изготовлении фидера принимают все меры к уменьшению его влияния на измеряемый ТКЕ. Для этого стараются емкость фидера свести к минимуму, выбрав минимальное отношение $C_ф/C_и$, и уменьшить, если не удается свести к нулю, температурный коэффициент фидера $\tau_ф$. В качестве материала изолятора фидера обычно употребляют плавлённый кварц с$ТКl = (0{,}5—0{,}6) \cdot 10^{-6}$ либо керамику с$ТКl = (8—10) \cdot 10^{-6}$. Для уменьшения $\tau_ф$ фидерную систему иногда специально охлаждают либо компенсируют и остаточное влияние стараются учесть поправочным коэффициентом [3-30] предварительно (если позволяет разрешающая способность установки), сняв зависимость $C_ф = f(T)$ в требуемом интервале температур. Иногда влияние $\tau_п$ определяют включением специально изготовленного образца, имитирующего $C_и$ [3-14].

Интересный термостат, в котором влияние фидера удается полностью скомпенсировать, описан А. Б. Соморовым [3-37]. Этот термостат разделен на две части, и фидер расположен таким образом, что одна половина его находится в одной части, а вторая — в другой. Испытуемый конденсатор подключается к клеммам одной из половинок фидера. В двух частях термостата поддерживаются разные температуры: в одной $T_1$, в другой $T_2$. Измерение емкости или частоты производят два раза: один раз, когда в первой части $T_1$, а во второй $T_2$, второй раз, когда в первой части термостата $T$, а во второй $T_1$. При этом, если фидер расположен строго симметрично относительно стенок термостата и его половины имеют одинаковый температурный коэффициент, его влияние компенсируется. Обозначим $C_{1ф}$ и $C'_{1ф}$ емкости половинки фидера, расположенной в той части термостата, где включен $C_и$ при температурах $T_1$ и $T_2$ соответственно. Емкости половинки фидера, находящейся во второй части термостата при температурах $T_1$ и $T_2$, обозначим $C_{2ф}$ и $C'_{2ф}$. Тогда при температуре $T_1$ в той части термостата, где $C_и$, общая емкость системы будет $C_а = C'_и + C_{1ф} + C'_{2ф}$, а при температуре $T_2$ в той же части термостата $C_б = C''_и + C'_{1ф} + C_{2ф}$. Разность емкостей $\Delta C = C_а - C_б = C'_и - C''_и + C_{1ф} + C'_{2ф} - C'_{1ф} - C_{2ф} = C'_и - C''_и$, так как $C_{1ф} = C_{2ф}$, а $C'_{1ф} = C'_{2ф}$. Таким образом, при строгой симметрии в расположении фидера и достаточной однородности его разность емкостей системы с фидером будет определяться только $\Delta C$ испытуемого конденсатора.

Если сравнить емкостные и частотные методы определения температурного коэффициента, то следует особо отметить перс-

пективность последних. Так как измерение малых изменений частоты может быть выполнено точнее, нежели $\Delta C$ частотные методы измерения ТКЕ обеспечивают большие возможности и оказываются предпочтительнее ёмкостных методов, особенно в диапазоне малых $C_и$. При частотных методах и прямой отсчет ТКЕ получается проще, чем при емкостных, требующих усложнения схемы [3-11]. Возможность прямого отсчета при измерении $\Delta f$ видна из (3-19). Как показано В. В. Базилевским [3-6], прямолинейная зависимость $\Delta f$ от $\tau_c$ выдерживается тем точнее, чем ближе к 0,5 отношение $C_к/C_и$. Зависимость имеет вид $\Delta f = k\tau_c/(C_к/C_и+1)^{1,5}$, где $k=-\Delta T/(4\pi\sqrt{L})=\mathrm{const}$ при постоянном $\Delta T$. Погрешность линейности $\Delta f = f(\tau_c)$ составляет менее — 2% при $1{,}45\,C_к \leqslant C_и \leqslant 2{,}8\,C_к$.

Схемы рис. 3-4, *а*, *б*, *в*, *г* содержат один измерительный термостат *1*, в котором испытуемый конденсатор последовательно выдерживается при одной температуре ($T_1$), а затем при другой ($T_2$). Переход от одной температурной точки к другой при одном термостате [3-86] требует большого времени, что снижает производительность прибора. Увеличение производительности измерения ТКЕ привело к созданию установок с двумя термостатами либо сложному термостатирующему устройству с двумя температурными зонами. Наличие двух термостатов, в каждом из которых поддерживается необходимая температура (в одном $T_1$, в другом $T_2$) ускоряет процесс измерения $\tau_c$ и позволяет его автоматизировать.

Блок-схемы измерителей ТКЕ с двумя термостатирующими устройствами показаны на рис. 3-4, *д*, *е*, *ж*, з. Схема рис. 3-4, *д* повторяет блок-схему рис. 3-4, *а* и отличается только наличием нагревательной системы с двумя термостатами. Аналогично на рис. 3-4, *е* изображен двухтермостатный вариант измерительной схемы рис. 3-4, *г*.

Автоматизированные измерители ТКЕ приведены на рис. 3-4, *з* и 3-4, *ж*. В качестве измерителя $C$ и $\Delta C$ на рис. 3-4, *з* использован автоматический мост либо измерительная схема с вычислителями на основе Х-образных решающих четырхполюсников [3-73, 3-74, 3-85], а на рис. 3-4, *ж* применена система измерения $C$ и $\Delta C$ с помощью операционного усилителя (см. гл. 2). В этих схемах испытуемый конденсатор *2* в термостате *15* выдерживается при температуре $T_1$, измерительные системы *7*, *17* или *21* определяют его емкость, которая запоминается системой памяти *18*, затем конденсатор *2* механической системой переносится в термостат *16* и нагревается до $T_2$. При достижении на конденсаторе температуры $T_2$ измерительные системы определяют новое значение емкости и $\Delta C$. Система обработки данных *19* производит вычисление $\tau_c$ и выдает результаты измерения на цифровое отсчетное устройство *20*.

Оригинальная запоминающая система на основе использования магнитного барабана предложена Балинцом Н. Ф.,

Ивлевым И. Ф. и др. [3-7] в устройстве для контроля и сортировки радиодеталей. В устройстве, предназначенном для измерения температурных коэффициентов, был применен автоматический мост, в плечо уравновешивания по емкости которого был встроен конденсатор с логарифмическим законом изменения емкости от угла поворота. При этом разность углов при двух уравновешиваниях (при $\Delta T=\text{const}$), как и в случае применения логарифмического конденсатора в контуре [3-11, 3-33], пропорциональна температурному коэффициенту испытуемого объекта. Действительно, если емкость образцового конденсатора $C=$

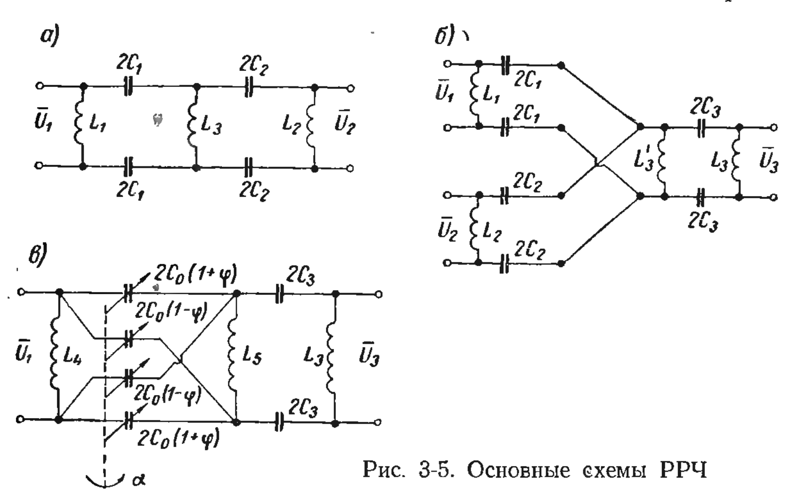



Рис. 3-5. Основные схемы РРЧ

$=C_0e^{b\varphi}$, где $\varphi$ — угол поворота ротора конденсатора, то при $\Delta T=\text{const}$, дифференцируя $C$ по $\varphi$, можно показать, что $\Delta\varphi=\Delta C/(b'C\Delta T)$, где $b'=b/\Delta T=(\ln C_{\text{макс}}-\ln C_{\text{мин}})/(\Delta T\varphi_{\text{макс}})$. Движок логарифмического элемента механически связывался с осью магнитного барабана, и их движение было синхронным.

В первой температурной точке $T_1$ (как это имело место при рассмотрении блок-схемы рис. 3-4, *з*) мост устанавливает значение параметра при $T_1$. В момент равновесия моста усиленный импульс тока подается на записывающую головку, с помощью которой импульс отмечает угол поворота магнитного барабана, пропорциональный величине параметра при $T_1$. При достижении нужной температуры $T_2$ испытуемая деталь снова подключается к измерительному мосту, происходит второе уравновешивание и на той же магнитной дорожке записывается новый импульс, соответствующий параметру детали при $T_2$.

Как уже упоминалось, разность углов, а следовательно, и соответствующий промежуток времени $t_a$ (необходимый для поворота барабана на разностный угол) пропорциональны ТКЕ (если испытуемым объектом является конденсатор). В дальнейшем с помощью пересчетной схемы промежуток времени $t_a$ заме-

няется импульсами, управляющими каналами сортировки по величине ТКЕ. Описанная система применена к установке 6025, разработанной В. В. Корженевским. Кроме магнитного барабана, могут быть применены и запоминающие системы на ферритах и ферритовых транзисторных ячейках, диодах и реле. Подобные устройства использованы А. Е. Павловым в установке ТКЕ-9 (см. табл. 3-3). Автоматические системы и мостовые устройства для измерения емкости широко освещены в литературе (см. гл. 2).

Определение $\Delta C$ применением счетных резонансных цепочек или РРЧ[1], как их назвал В. Б. Булейко [3-9], базируется на интересных свойствах этих цепей, открытых недавно Юффлером (Uffler H. J.) [3-87]. Особенности этих схем, нашедших применение в вычислительной технике, недостаточно известны инженерам-измерителям, поэтому вкратце отметим их. Схемы РРЧ можно увидеть на рис. 3-5. Главной особенностью их является подобность идеальным трансформаторам [3-21]. Сопротивление короткого замыкания их ($Z_{к.з}$) с любой стороны и выходное сопротивление ($Z_{вых}$), если пренебречь потерями в элементах, равно нулю, а сопротивление холостого хода ($Z_{х.х}$) и входное сопротивление ($Z_{вх}$) равны бесконечности. Для этих схем характерна связь $\omega^2 L_1 C_1 = \omega^2 L_2 C_2 = \omega^2 L_3 (C_1 + C_2) = 1$. Схема рис. 3-5, *а* осуществляет функцию умножения входного напряжения на постоянный коэффициент, равный отношению емкостей звеньев, а именно: $U_2 = kU_1$, где $k = -C_1/C_2$. Так как коэффициент $k$ является действительным, то при правильной настройке РРЧ не вносит при выполнении преобразования напряжений фазовых погрешностей и искажений, что очень важно при операциях с напряжениями высоких частот. Схема рис. 3-5, *б* осуществляет суммирование напряжений $U_1$ и $U_2$, т. е. $U_3 = -(U_1 C_1/C_3 + U_2 C_2/C_3)$. Третья схема (рис. 3-5, *в*) обеспечивает более сложную операцию умножения; выходное напряжение ее пропорционально входному напряжению, умноженному на $\varphi$ — угол поворота ротора счетгеренных конденсаторов:

$$\dot{U}_3 = -\dot{U}_1 \varphi \cdot 2C_0/C_3. \tag{3-23}$$

При изготовлении функциональных конденсаторов в продольных ветвях с законом $2C_0[1+F(\varphi)]$ и Х-ветвях с законом $2C_0[1-F(\varphi)]$ входное напряжение будет умножаться на функцию $F(\varphi)$, т. е. $U_3 = -U_1 F(\varphi) 2C_0/C_3$.

На рис. 3-6 приведена блок-схема установки для измерения ТКЕ, разработанная на основе вычислительной машины с РРЧ [3-72]. Вычислительная машина использует умножающие четырехполюсники типа рис. 3-5, *в*. При измерении емкости в каждой температурной точке вычислитель решает линейное уравнение типа $U_2 = (k_1 + k_2 + k_3) U_1$, где $k_1$ — коэффициент преобразования

---

[1] Решающий резонансный четырехполюсник.

Х-схемы *9*; $k_2$ и $k_3$ — коэффициенты трансформации блоков РРЧ *4* и *6*, являющиеся линейными функциями угла поворота ротора переменных конденсаторов.

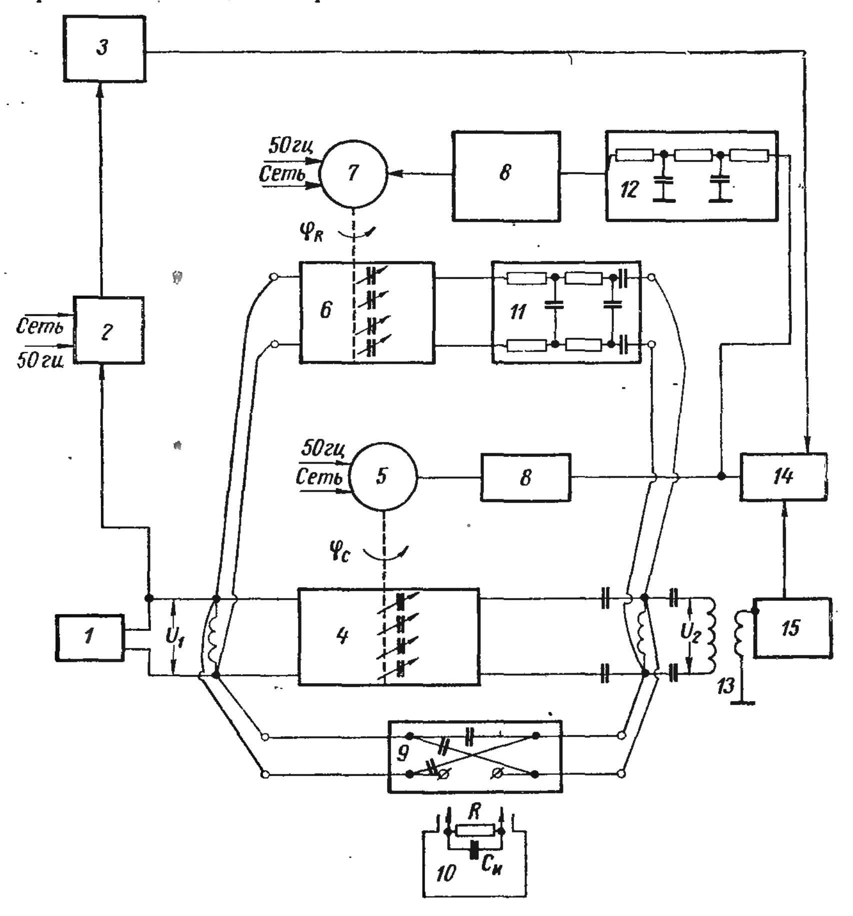



Рис. 3-6. Блок-схема измерителя ТКЕ на основе применения РРЧ

*1* — генератор ВЧ на частоту $f_1$; *2* — синхронизатор; *3* — генератор НЧ на частоту $f_2$= =50 *гц*; *4* — РРЧ типа рис. 3-5, *в*; *5* — мотор для вращения ротора конденсаторов блока *4* (на оси мотора отсчетное устройство и шкала для $\Delta C$); *6* — РРЧ типа рис. 3-5, *в*; *7* — мотор для вращения ротора конденсаторов блока *6* (на оси мотора отсчетное устройство и шкала для $R_{пар}$; *8* — усилители напряжения частотой 50 *гц*; *9* — Х-мост для включения $C_и$; *10* — термостат; *11* — фазосдвигающая схема на 90° для ВЧ-напряжения; *12* — фазосдвигатель на 90° напряжения частотой 50 *гц*; *13* — суммирующая схема; *14* — смеситель; *15* — усилитель ВЧ

При равновесии $U_2=0$ и $k_1+k_2+k_3=0$, а $\varphi_c$ (угол поворота ротора конденсаторов блока 4) указывает на величину емкости $C_и$, а $\varphi_R$ (угол поворота ротора конденсаторов блока *6*) указывает на величину параллельного сопротивления $R_{пар}$ конденсатора $C_и$.

Напряжение на выходе мостовой схемы *9* при наличии потерь

в испытуемом конденсаторе имеет активную и реактивную составляющие, пропорциональные активной и реактивной проводимости $C_и$. Это напряжение усиливается в *15* и в *14* преобразуется в напряжение с частотой 50 *гц* с пропорциональными ортогональными составляющими, которые после *12* и *8* используются для питания моторов *5* и *7*, вращающих роторы конденсаторов блоков *4* и *6* до достижения равновесия. Конденсаторы блока *4* преобразовывают напряжение (пропорциональное углу $\varphi_c$), равное и обратное по знаку реактивной составляющей напряжения небаланса, а конденсаторы блока *6* подобным образом вырабатывают напряжение, компенсирующее активную составляющую. Угол $\varphi_R$ при этом может градуироваться либо в $R_{пар}$, либо в значении $\operatorname{tg}\delta$ (при известных $C$ и $\omega$) испытуемого конденсатора.

В соответствии с этой схемой фирмой TSF (Франция) в 1954 г. была изготовлена автоматизированная установка с камерной печью кольцевого типа [3-72, 3-73]. Диапазон по $C$ до 400 *пф*. При малых $\tau_c(-20 \div +20) \cdot 10^{-6}$ и $C \approx 300$ *пф* была зарегистрирована точность измерения $\tau_c - \pm 2 \cdot 10^{-6}$. При больших температурных коэффициентах общая погрешность составляла $\pm(5\%\ \tau_c + 2 \cdot 10^{-6})$. Один конденсатор измерялся в течение 40 *сек* двумя операторами. Один из них вкладывал сопровождающие испытуемый конденсатор карты на движущуюся цепь, снимая отсчеты емкости при трех температурных точках: 25° С, 85° С и снова 25° С, и записывал отсчеты на сопровождающую конденсатор карту; второй оператор закладывал конденсаторы на клипсы и подсчитывал значение ТКЕ конденсатора по номограммам. За рабочий день операторы успевали сделать 500—600 измерений. Позднее (1958 г.) диапазон ее был расширен до 1200 *пф* и производительность была доведена до 80 измерений в час [3-85].

### В. ДИНАМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

Как уже указывалось в § 3-2, п. А, только при статическом методе испытуемый конденсатор содержится в термостате такое время, которое необходимо, чтобы весь конденсатор[1] оказался нагретым до температуры среды термостата. При динамическом методе это не является обязательным. Нагрев среды и конденсатора происходит одновременно, и рост температуры конденсатора, как правило, отстает от температуры окружающей среды. В данном случае принципиально важно определение температуры испытуемого объекта. Нахождение температуры является сложным делом и во многих случаях ограничивает возможности применения динамического метода и служит источником значительных погрешностей измерения ТКЕ. Динамический метод на-

[1] Имеется в виду и диэлектрик внутри конденсатора. Последнее особенно важно при герметизированных конструкциях.

илучшим образом оказался пригоден для оценки ТКЕ малогабаритных конденсаторов, покрытых лишь тонкой защитной пленкой кремнийорганического лака [3-23, 3-49]. Применительно к конденсаторам больших размеров и имеющим вакуумплотную гер-

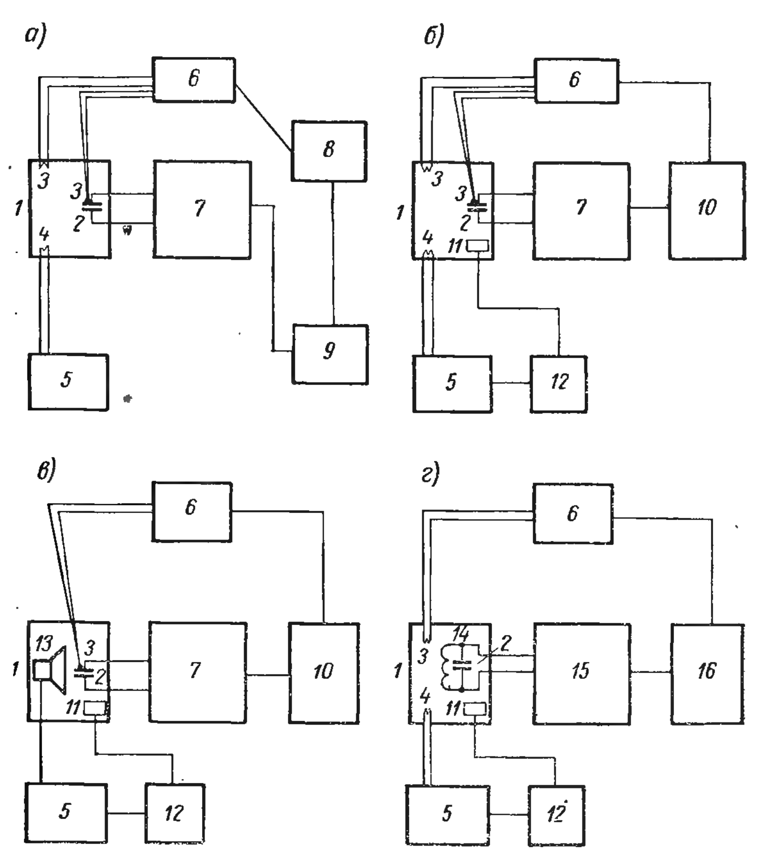



Рис. 3-7. Блок-схемы измерителей ТКЕ на основе динамического метода

*1* — камера нагрева испытуемого образца; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — датчик температуры; *4* — нагревательный элемент; *5* — регулятор температуры по заданной программе; *6* — измеритель температуры; *7* — автоматическая система для измерения $\Delta C$ на основе моста, метода биений, частотного дискриминатора либо РРЧ; *8* — система записи $T=f(t)$; *9* — система записи $\Delta C=f(t)$; *10* — система записи $\frac{\Delta C}{C}=f(T)$; *11* — охлаждающий элемент; *12* — система охлаждения; *13* — инфракрасный излучатель; *14* — испытуемый колебательный контур; *15* — автоматическая система для измерения $\Delta f$ на основе метода биений, частотных дискриминаторов; *16* — система записи $\frac{\Delta f}{f}=f(T)$

метизацию он не пригоден из-за недостверности в определении действительной температуры внутри диэлектрика [3-23, 3-52]. Определение температуры конденсатора производят следующими методами.

**Применением термочувствительных датчиков.** Для этой цели на поверхности конденсатора прикрепляют микротермопары либо пленочные терморезисторы и определяют температуру обычным путем. Иногда при больших объектах располагают датчики для установления градиента температуры.

**Применением методов ИК-техники.** При этом отдельные участки поверхности объекта фокусируются оптическими системами на болометр либо другой термочувствительный элемент и $T$ определяется далее известными способами. Метод применим при нагреве в открытом пространстве (см. рис. 3-7, *в*).

**Применением «свидетелей».** Данный способ предполагает изготовление специального конденсатора, который по своим тепловым характеристикам совпадает с теми, которые будут испытываться. Измерение его температуры может производиться упомянутыми выше способами. Если $\tau_c$ его известен с необходимой точностью и имеется для него зависимость $\Delta C=f(T)$ в данном интервале температур, то его $T$ может быть установлена и по измерению изменения емкости. Данный конденсатор-свидетель располагают как можно ближе к испытуемым и он своей температурой свидетельствует о $T$ испытуемого объекта [3-47]. Описанный способ является особенно полезным, когда прикрепление каких-либо датчиков к поверхности испытуемого конденсатора является в силу ряда причин нежелательным и измерение $\tau_c$ проводится в закрытом термостате.

Блок-схемы измерителей ТКЕ на основе динамического метогда можно видеть на рис. 3-7, *а—г*. Они содержат нагреватели с температурной регуляцией по заданной программе, автоматические системы для измерения изменения емкости, системы записи и двухкоординатные самописцы. По оси $X$ обычно записывается изменение температуры испытуемого объекта в функции времени, т. е. $T=f(t)$, а по оси $Y$ записывается $\Delta C=f(t)$ [3-47, 3-66]. Применяются и однокоординатные самописцы, при этом ведется запись $\Delta C/C=f(t)$ [3-48, 3-49, 3-60] либо $\Delta f/f=f(t)$. Блок-схемы таких измерителей показаны на рис. 3-7, *б* и 3-7, *г* соответственно.

### Г. ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ТКЕ

Из выражений (3-1) и (3-19) следует, что погрешность определения $\tau_c$ будет

$$\left|\frac{d\tau_c}{\tau_c}\right|=\left|\frac{d\Delta C}{\Delta C}\right|+\left|\frac{d\Delta T}{\Delta T}\right|+\left|\frac{dC}{C}\right|, \qquad (3\text{-}24)$$

или

$$\left|\frac{d\tau_c}{\tau_c}\right|=\left|\frac{d\Delta f}{\Delta f}\right|+\left|\frac{d\Delta T}{\Delta T}\right|+\left|\frac{df}{f}\right|.$$

Абсолютные погрешности соответственно принимают вид:

$$d\tau_c=\left|\frac{d\Delta C}{C}\right|\frac{1}{\Delta T}+\tau_c\left[\left|\frac{d\Delta T}{\Delta T}\right|+\left|\frac{dC}{C}\right|\right].$$

или при измерении изменения частоты

$$d\tau_c = \left|\frac{d\Delta f}{f}\right| \frac{1}{\Delta T} + \tau_c \left[ \left|\frac{d\Delta T}{\Delta T}\right| + \left|\frac{df}{f}\right| \right].$$

Таким образом, погрешность определения ТКЕ может нормироваться двумя слагаемыми, а именно: $\Delta\tau_c = \pm(A\%\tau_c + B)$, где $A\%$ — погрешность, зависящая от $\tau_c$; $B$ — погрешность, не зависящая от $\tau_c$. Величины составляющих A и B зависят от методики измерения и использованной аппаратуры. Так, например, для метода «биений», как показано Вайнбоймом П. И. и Малевым В. А. [3-11], они принимают следующие крайние значения: для A среднеквадратичное значение не более 3%, а для B — $2 \cdot 10^{-6}$. При мостовом методе измерения значения составляющих A и B могут быть уменьшены.

Поверка измерителей ТКЕ производится, как правило, на основе поэлементной поверки отдельных блоков согласно (3-1) или (3-21). Поэлементная поверка малопроизводительна, требует достаточно много времени и большего количества специальной измерительной аппаратуры. Общая погрешность получается сложением частных погрешностей. Тем не менее такая поверка в ряде случаев может оказаться недостаточно полной. Некоторые факторы, вносящие погрешность, проявляются в рабочем режиме [3-28] и не вскрываются при поэлементной поверке. Поэлементная поверка согласно (3-24) не учитывает погрешности за счет индуктивности соединительных проводов, ТКЕ фидера и т. п. С другой стороны, простое суммирование частных слагаемых (3-21) может завышать значение погрешности, приписываемой установке. Более объективная поверка измерителей может быть достигнута при наличии рабочих мер ТКЕ [3-28]. Такие меры, представляющие собой конденсаторы с известными ТКЕ, будучи подключенными к измерителю в качестве испытуемого объекта, позволяют установить, соответствует ли поверяемая установка приписанной ей точности измерения.

Керамические материалы, такие, как цельзиан, тетрацирконат ниобия, цирконаты стронция, кальция и алюмолантанатная керамика имеют стабильные ТКЕ в достаточно широком интервале температур [3-2]. Так, например, цирконатовая керамика имеет стабильный ТКЕ, равный $10 \cdot 10^{-6}$ *град*$^{-1}$ в интервале температур —50 — +75° С.

В более широком интервале температур —100 — +150° С стабильны составы в системах: $CaTiO_3 - CaLaTiNbO_7$ и $CaTiO_3 - LaAlO_3$. При необходимости иметь большие значения $\varepsilon$ могут быть использованы материалы на основе титанатов кальция, висмута и стронция [3-31].

Из указанных материалов могут быть изготовлены меры емкости с заданными значениями ТКЕ. Предпочтительно выбирать группы ТКЕ, указанные в табл. 3-1. Значения емкости мер целесообразно выбирать такие, которые практически встречаются

наиболее часто. Можно рекомендовать: 5, 10, 27, 51, 100, 150, 270, 510, 1000, 5100, 10000, 56000 и 100000 *пф*. Диапазон температур мер 20—150° С, рабочий диапазон частот 1 *кгц* — 10 *Мгц*. Погрешность аттестации $\pm(0{,}5\%\tau_c + 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ *град*$^{-1}$) [3-28]. Рабочие меры ТКЕ позволяют проводить комплектную поверку приборов и установок для контроля $\tau_c$ конденсаторов.

## 3-3. Характеристики приборов

Характеристики наиболее распространенных измерителей ТКЕ приведены в табл. 3-3. Наряду с приборами для измерения ТКЕ широкого применения [1-3, 3-44, 3-45] многими исследователями разработаны установки для проведения необходимых исследований температурных свойств и характеристик материалов, конденсаторов, катушек индуктивностей и др. [3-60, 3-67, 3-71, 3-80].

Подавляющее большинство приборов и установок разработано на основе статического метода [3-34а, 3-70, 3-72, 3-78], в то же время многие исследователи совершенствуют и динамический метод измерения ТКЕ [3-25, 3-47, 3-48, 3-80]. В табл. 3-3 приборы и установки содержат в своей основе блок-схемы, приведенные на рис. 3-4 и 3-7. Одна из первых установок для измерения ТКЕ конденсаторов была разработана Е. А. Гайлишем [3-12, 3-45] по схеме рис. 3-4, *б*. Приборы[1] типа ТКЕ-1, ТКЕ-2 и С2 описаны в [1-19, 1-20].

Ниже приводятся краткие сведения об установке ТКЕ-10, являющейся наиболее точной среди современных измерителей ТКЕ.

**Установка[2] ТКЕ-10.** В основу установки положен мостовой метод измерения в соответствии со схемой рис. 3-4, *а*. Установка оборудована термокриостатом, позволяющим одновременный нагрев и охлаждение 15 конденсаторов. Термокриостат имеет температурный диапазон от —80 до +120° С. Охлаждение обеспечивается системой с использованием жидкого азота. Испытуемые конденсаторы монтируются на специальной кассете, которую опускают в измерительную камеру термокриостата. В камере имеется переключатель, обеспечивающий поочередное подсоединение к выходным разъемам испытуемых образцов. Технические характеристики установки имеются в табл. 3-3. Принципиальная схема измерительного узла установки представлена на рис. 3-8. Основу этого узла составляет комбинированный индуктивно-емкостный мост с индуктивно связанными плечами, автокомпенсационной симметрирующей ветвью и индуктивными делителями напряжения. Наличие автокомпенсационной симметрирующей ветви обеспечивает весьма малое влияние паразитной емкости на точность измерения.

Плечи отношения моста состоят из конденсаторов $C_{24}$ и $C_{25}$, симметрирующего трансформатора *Тр7* и усилителя У3 с отрицательным коэффициентом усиления. Плечо сравнения представляет собой семидекадный магазин емкостей, состоящий из дискретно набираемых мер емкостью 500, 200, 200, 100, 50,

---

[1] Характеристики модернизированных приборов ТКЕ-1 и ТКЕ-2 под названием ТКЕ-1-2М, ТКЕ-2-2М приведены в табл. 3-3. В приборах ТКЕ-1-2М и ТКЕ-2-2М изменена конструкция термостата и система терморегулирования.

[2] Установка разработана Р. Г. Файнгольдом.

*Таблица 3-8*

**Приборы и установки для измерения ТКЕ конденсаторов**

| № п.п. | Тип прибора | Рабочая частота, *Мгц* | Диапазон по емкости, *пф* | Погрешность по емкости | Диапазон по ТКЕ, $10^{-6}$ *град*$^{-1}$ | Погрешность измерения ТКЕ | Температурные точки, °С | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | ТКЕ-1-2М | 2 | 5—20<br>20—200 | ±(1%+<br>+0,2 *пф*) | 30—1000<br>—1000— +1000 | $\pm(10\%+10\cdot10^{-6})$<br>$\pm(5\%+5\cdot10^{-6})$ | 30; 70 | Метод биений | СССР |
| 2 | ТКЕ-2-2М | 1,6 | 100—1000 | ±1% | 30—1000 | $\pm(5\%+5\cdot10^{-6})$ | 30; 70 | То же | » |
| 3 | ТКЕ-6 | 2 | 1—30 | | —1000— +1000 | $\pm(5\%+2\cdot10^{-6})$ при $C=10$ *пф* | 40; 80; 120 | Метод частотный | » |
| 4 | ТКЕ-7 | 4 | 60—200 | | —800— +800 | $\pm(3\%+2\cdot10^{-6})$ | 40; 80; 120 | То же | » |
| 5 | ТКЕ-8 | 1 | 50—200 | | —800— +800 | $\pm(2,5\%+5\cdot10^{-6})$ | 40; 80 | Пределы измерения $\mathrm{tg}\,\delta$ $(1—100)\cdot10^{-4}$<br>Метод мостовой | » |
| 6 | ТКЕ-9 | 0,01 | 5—1000 | | —3000— +600 | $\pm(10+1\cdot10^{-6})$ | 30; 70 | Метод мостовой | » |
| 7 | ТКЕ-10 | 0,3 | 1—1000 | | —2000— +2000 | $\pm\left(5\%+2\cdot10^{-6}+\frac{3}{C_{пф}}\cdot10^{-6}\right)$ | —80— —40<br>—40 —0<br>0— +40<br>+40— +80<br>+80— +120 | Одновременный нагрев 15 конденсаторов<br>Метод мостовой | » |
| 8 | 6025 | 0,465 | 20—10000 | | —2200— +2200 | $\pm(5\%+5\cdot10^{-6})$ | 30; 70 | Автоматическая установка производит 200 иамерений в час.<br>Метод мостовой | » |
| 9 | С1 | 2,7—4,4 | 5—100 | | +250—1700 | При $C<20$ *пф* $\pm(10\%+10\cdot10^{-6})$<br>При $C>20$ *пф* $\pm(7\%+5\cdot10^{-6})$ | $\Delta T=50$ | Разрешающая способность $3\cdot10^{-6}$ для ТКЕ $250\cdot10^{-6}$<br>Метод биений | » |
| 10 | С2 | 0,595—4,05 | 120—1000 | | +200— —200<br>+140— —800<br>+140— —1700 | $\pm(10\%+5\cdot10^{-6})$ | $\Delta T=50$ | Метод частотный | » |

| № п.п. | Тип прибора | Рабочая частота, *Мгц* | Диапазон по емкости, *пф* | Погрешность по емкости | Диапазон по ТКЕ, $10^{-6}$ *град*$^{-1}$ | Погрешность измерения ТКЕ | Температурные точки, °С | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 11 | С3 | >0,07 | 1000—16000 | | +250— —1700 при С<4000 *пф* +250— —250 при *С*>4000 *пф* | ±(10%+5·$10^{-6}$) | Δ*Т*=50 | Метод биений | » |
| 12 | С4 | >0,07 | 16·$10^3$—100·$10^3$ | | +250— —250 | ±(10%+10·$10^{-6}$) | Δ*Т*=50 | То же | » |
| 13 | ИТК-5ПЕ | 10 и 60 | 5—185 | ±10% | 50—200 | При 10 *Мгц* от ±1% для *С*=180 *пф* и τ=200·$10^{-6}$ до ±30% для *С*=5 *пф* и τ=50·$10^{-6}$ от ±7% для *С*=180 *пф* и τ=200·$10^{-6}$ до ±55% для *С*=100 *пф* и τ=50·$10^{-6}$ | —60; —40 —20; 0; +20; +40 +60; +80; +100; +120 | Позволяет измерение *С* от 1 до 1,85 *пф* с погрешностью ±20%. Метод биений | » |
| 14 | CV-2 | 0,5 и 1 | 20—1000 | | 10—10000 | ±10% | | | «Эндо Электрик», Япония |
| 15 | С-14 | 1 | До 1000 | ±0,004 *пф* | | | —55; +85 | — | «Мурата», Япония |
| 16 | 53-13031-2 | 0,05—10 | 15—600 | | —1000— +1600 | ±(10%+10·$10^{-6}$) | 20 70 | — | «Электрим», Польша |
| 17 | ТК-043-1 | 7—20 | 1—500 | | | ±(10%+2·$10^{-6}$) | 40; 100 | Метод биений | Институт им. А. С. Попова (Прага), ЧССР |
| 18 | КС901 | 1 | 33—1200 | | | ±(5%+2·$10^{-6}$) | 30; 80 | Измерение ΔС по методу счетных РРЧ | «Дженераль ТСФ», Франция |

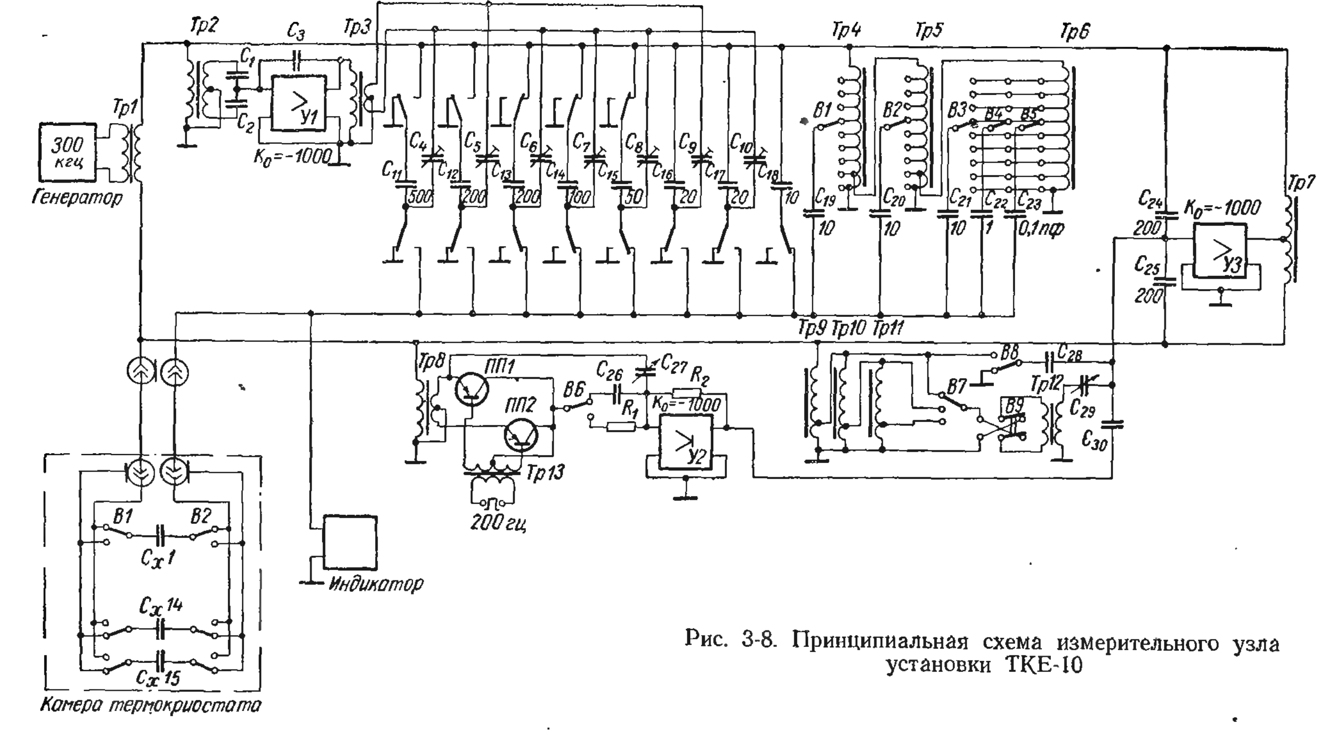



Рис. 3-8. Принципиальная схема измерительного узла установки ТКЕ-10

20, 20 и 10 *пф* (конденсаторы $C_{11}$—$C_{18}$) и мер, использующих декадные индуктивные делители напряжения (конденсатор $C_{19}$ совместно с делителем *Тр4*, конденсатор $C_{20}$ совместно с делителем *Тр5* и конденсаторы $C_{21}$—$C_{23}$ с делителем *Тр6*). Магазин емкостей обеспечивает дискретность изменения емкости в плече сравнения, равную $1 \cdot 10^{-4}$ *пф*. Конденсаторы $C_{11}$—$C_{17}$ плеча сравнения выполнены в виде конденсаторов постоянной емкости типа СГМ либо КД, включенных параллельно с воздушными подстроечными конденсаторами (для подгонки к номинальному значению). Для обеспечения стабильности этих конденсаторов на время измерения предусмотрена индивидуальная температурная компенсация последних. Для этой цели используется специальная система, состоящая из трансформаторов *Тр2* и *Тр3*, конденсаторов $C_1$—$C_3$, усилителя *У*,

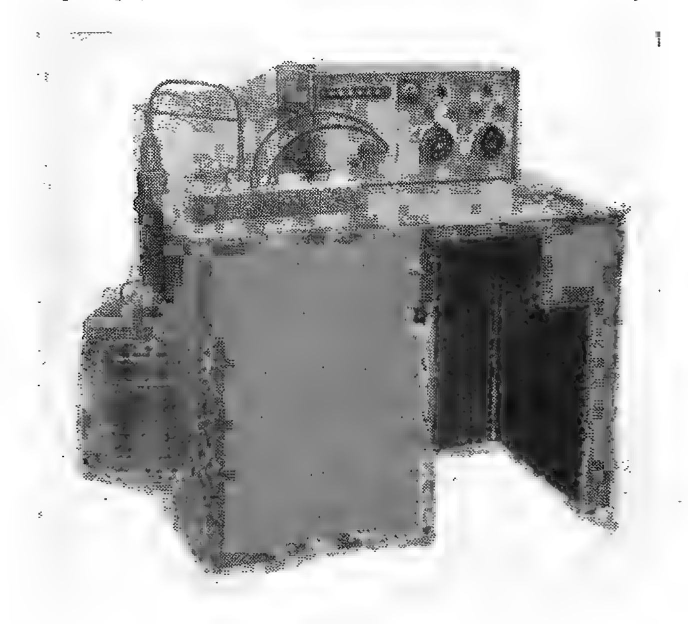


Рис. 3-9. Внешний вид установки ТКЕ-10

а также из конденсаторов $C_4$—$C_{10}$. Конденсаторы $C_1$ и $C_2$ имеют ТКЕ противоположного знака и сравнительно большой величины. Совместно с трансформатором *Тр1* они образуют термочувствительный мост, настроенный на температуру 20° С. При этой температуре на выходе усилителя *У* напряжение равно нулю и конденсаторы $C_4$—$C_{10}$ никакого влияния на баланс основного моста не оказывают. При отклонении окружающей температуры от указанного выше значения на выходе усилителя У появляется напряжение, обусловленное изменением температуры окружающей среды, и через конденсаторы $C_4$—$C_{10}$ начинает протекать ток. Наличие на выходе трансформатора *Тр3* двух обмоток, обеспечивающих получение двух противофазных напряжений, позволяет осуществлять компенсацию ТКЕ любого знака. Конденсаторы $C_{18}$—$C_{20}$ подобраны с малым ТКЕ, а конденсаторы $C_{24}$ и $C_{25}$ подобраны так, чтобы их ТКЕ отличались не более чем на $5 \cdot 10^{-6}$. Конденсатор $C_{29}$ совместно с трансформаторами *Тр9*—*Тр12* обеспечивает балансировку моста по ТКЕ. Шкала конденсатора $C_{29}$ проградуирована непосредственно в единицах ТКЕ (при $\Delta T = 40°$ С). С помощью переключателя $B_7$ изменяется масштаб шкалы ТКЕ. Выбор знака ТКЕ осуществляется при помощи переключателя $B_9$, который изменяет фазу напряжения, подаваемого на $C_{29}$, на противоположную. Конденсатор $C_{28}$, коммутируемый с помощью переключателя $B_8$, обеспечивает изменение плечевого

отношения мостовой схемы на 0,1%. Необходимость такого изменения обусловлена тем, что точность подгонки образцовых конденсаторов $C_{11}$—$C_{23}$ не превышает 0,05%, в то время как для получения необходимой точности измерения мостовую цепь нужно уравновешивать с точностью до 0,002%. Такое несоответствие приводит в некоторых случаях к невозможности уравновесить мост с достаточной точностью. В этом случае и производится перестройка моста на 0,1%, которая обеспечивает возможность уравновешивания моста.

Для уравновешивания моста по $\operatorname{tg}\delta$ использована цепь, состоящая из конденсатора $C_{30}$, дифференцирующего усилителя $У_2$ с конденсатором переменной емкости $C_{27}$ и сопротивлением $R_2$ в цепи обратной связи. Эта же система служит и для осуществления параметрической модуляции мостовой схемы. Параметрическая модуляция позволяет больше, чем на порядок, уменьшить влияние неточности балансировки по $\operatorname{tg}\delta$ на точность измерения ТКЕ и обеспечивает высокую чувствительность мостовой схемы. Параметрическая модуляция осуществляется с помощью ключевых транзисторов $ПП_1$ и $ПП_2$, которые поочередно подают равные по амплитуде и противоположные по фазе напряжения на конденсатор $C_{26}$ (при модуляции по $\operatorname{tg}\delta$) либо на сопротивление $R_1$ (при модуляции по емкости).

Установка ТКЕ-10 обладает весьма высокой разрешающей способностью (разрешающая способность по емкости примерно равна $\pm(10^{-5}C+1\cdot10^{-4}\,пф)$, что позволяет использовать ее для весьма точных измерений по методу замещения. Точность измерения емкости может быть сделана 0,01% и даже выше.

Общий вид установки показан на рис. 3-9. Измерение ТКЕ производится обычным образом. После установления в измерительной камере первой температурной точки (например, 30° С) производят поочередное измерение емкости испытуемых образцов. Результаты измерения записываются. Затем измеряемые образцы нагревают до второй температурной точки. Для каждого образца устанавливается измеренное ранее значение емкости и уравновешиванием моста по $C$ при данной температуре получают $\Delta C/C$ и отсчет ТКЕ. Подобная операция производится для всех образцов, находящихся в измерительной камере.

*Глава четвертая*

# ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ И КОЭФФИЦИЕНТА АБСОРБЦИИ

## 4-1. Общие сведения

Сопротивление изоляции является важным параметром конденсатора, определяющим эффективность, а порой и возможность использования его в различных схемах радиоэлектроники. В то же время оно является и чрезвычайно трудным для точного измерения параметров, так как зависит от большого числа таких факторов, как время, температура, влажность, давление и др. В простейшей эквивалентной схеме $R_и$ предполагается постоянным (рис. 4-1, *а*), на самом же деле нет другой характеристики, которая была бы более изменчивой и столь непостоянной, как сопротивление изоляции конденсатора. Непостоянство $R_и$ можно усмотреть из сложной структуры тока, протекающего через конденсатор при подаче на него напряжения (рис. 4-1, *б*). Зарядный ток $i_з(t)$ равен току, протекающему через «идеальный»[1] конденсатор, имеющий ту же емкость $C$,

---

[1] Под «идеальным» имеется в виду конденсатор, у которого $R_и=\infty$ и время поляризации диэлектрика равно нулю, т. е. коэффициент абсорбции $\kappa_а=0$ [1-32], а общая емкость $C=C_\infty$.

что и испытуемый при подаче на него напряжения $U$, а именно:

$$i_з(t) = (U/R)\, e^{-t/(RC)}, \qquad (4\text{-}1)$$

где $R$ — сопротивление зарядной цепи.

Абсорбционный ток $i_а(t)$ определяется дефектами и неоднородностью диэлектрика конденсатора и связан с замедленной поляризацией. Ток абсорбции в значительной мере ответствен за затруднения, возникающие при измерении $R_и$ конденсатора и аномалии при его использовании во время-определяющих цепях

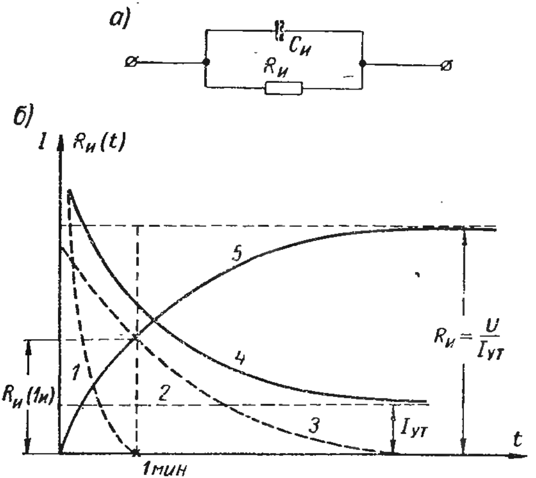



Рис. 4-1. Упрощенная эквивалентная схема ($R_и$= const) и составляющие общего тока, протекающего через конденсатор

1 — нормальный зарядный ток $i_з(t)$; 2 — ток абсорбции $i_а(t)$; 3 — ток утечки (проводимости) $I_{ут}=f(t)$; 4 — общий ток $i_к(t)$; 5 — сопротивление изоляции $R = \frac{U}{I_{ут}}$

некоторых схем [4-54, 4-66]. $I_{ут}$ — ток утечки, представляющий собой сумму токов проводимости через диэлектрик конденсатора, изоляторы, элементы конструкции, связанные с креплением диэлектрика и т. п. Общий ток $i_к(t)$, протекающий через конденсатор, так же как и его составляющие, является функцией времени:

$$i_к(t) = i_з(t) + i_а(t) + I_{ут}. \qquad (4\text{-}2)$$

В соответствии с (4-2) можно представить $R_и(t) = U/i_к(t)$. При достаточно большом времени ($t = \infty$) можно считать, что

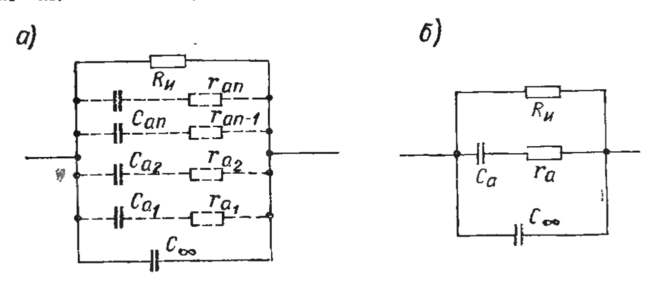
$$R_н = U/I_{ут}. \qquad (4\text{-}3)$$

При меньших временах сопротивление изоляции (при прочих равных условиях) обычно меньше своего установившегося значения (рис. 4-1, *б*). Процессы, связанные с установлением напряжения на реальном конденсаторе [1-32, 4-33, 4-59], более полно

отражает эквивалентная схема, приведенная на рис. 4-2, *а*. Значение абсорбционного тока $i_а(t)$ может быть представлено суммой экспоненциальных составляющих токов отдельных цепочек[1] вида $r_аC_а$ (рис. 4-2, *а*):

$$i_а(t) \approx (U/r_{а1})\, e^{-t/\tau_1} + (U/r_{а2})\, e^{-t/\tau_2} + \ldots + (U/r_{аn})\, e^{-t/\tau_n}, \quad (4\text{-}4)$$

где $\tau_1 = r_{а1}C_{а1}$, $\tau_2 = r_{а2}C_{а2} \ldots \tau_n = r_{аn}C_{аn}$.



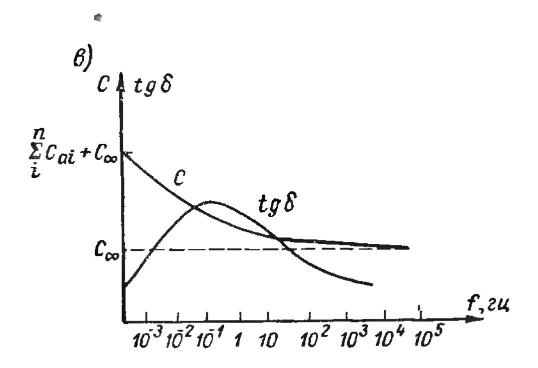




Рис. 4-2. Эквивалентные схемы конденсатора и частотные характеристики $C$ и $\operatorname{tg}\delta$

$C_\infty$ — основная емкость, определяющая $i_з$; $C_а$, $C_{а1}$, ..., $C_{аn}$ — абсорбционные емкости; $r_а$, $r_{а1}$, ..., $r_{аn}$ — сопротивления абсорбционных цепочек; $R_и$ — сопротивление изоляции

При этом для упрощения принято, что конденсатор подключается к источнику $U$ через малое сопротивление и заряд на $C_\infty$ устанавливается мгновенно. Общий заряд конденсатора в конце заряда ($t=\infty$) определяется полной емкостью $C$, равной $C = C_\infty + C_а$, где $C_а = \sum_1^n C_{аi}$. Из (4-2) и (4-4) следует, что общий зарядный ток конденсатора с абсорбцией устанавливается по отличному от экспоненциального закону.

[1] Более подробно о временных зависимостях токов, протекающих в ветвях конденсатора с абсорбционными цепочками, можно прочесть в [4-9, 4-32, 4-87].

Таким образом, если конденсатор с высоким значением коэффициента абсорбции подключить к источнику постоянного напряжения $U_0$, то напряжение на нем достигает значения $0{,}95\,U_0$ не через несколько постоянных времени[1] зарядной цепи $(3-5)RC_\infty$, а через $1000\ RC_\infty$ и более. Замедление поляризации и определяется постоянными времени цепей абсорбции $\tau_{a1} \ldots \tau_{an}$, удлиняющими процессы заряда и разряда конденсатора. За время $\tau_0=(3-5)RC$, при котором $i_з$ (4-1) практически близок к нулю, успевает зарядиться лишь емкость $C_\infty$, для заряда аб-

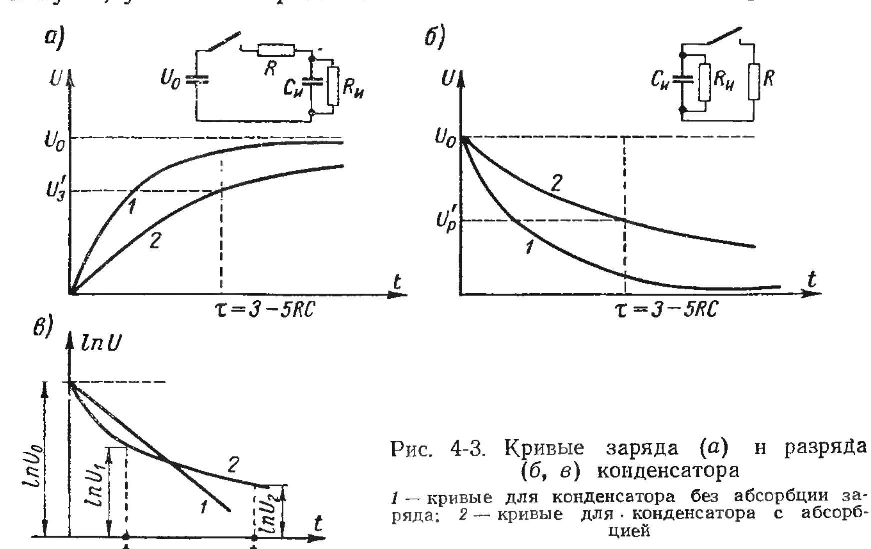



Рис. 4-3. Кривые заряда (*а*) и разряда (*б*, *в*) конденсатора

*1* — кривые для конденсатора без абсорбции заряда; *2* — кривые для конденсатора с абсорбцией

сорбционных емкостей $C_{a1} \ldots C_{an}$ требуется значительно большее время. При разряде конденсатора за время $\tau_0$ успевает также разрядиться лишь емкость $C_\infty$, в то время как абсорбционные емкости еще удерживают свои заряды.

На рис. 4-3, *а* — *в* показаны кривые напряжения на конденсаторе при заряде и разряде его. Если конденсатор с заметной абсорбцией, предварительно заряженный до $U_{зар}$, замкнуть накоротко на определенное время, а затем разомкнуть, то на его зажимах окажется напряжение, зависящее от величины общей абсорбционной емкости $C_a$. Последнее дает возможность определения абсорбционных характеристик по величине этого напряжения (см. § 4-6). Если же теперь этот конденсатор пытаться полностью разрядить (держа его клеммы закороченными), то для полного разряда требуется длительное время, доходящее до нескольких суток.

---

[1] Применительно к конструкционным деталям из изоляционных материалов, изоляторам разных типов, изоляции электрических машин и т. п. может оказаться, что абсорбционная емкость $C_a$ характеризует общую емкость изделия $C(C_a \gg C_\infty)$ и постоянная времени будет определяться как $r_aC_a$ [4-5].

Действительно, если конденсатор (рис. 4-2, *б*) зарядить до напряжения источника ($U_{зар}=E$); затем на некоторое время подключить к малому разрядному сопротивлению $R_р$ ($R_рC_\infty < r_аC_а$), то после отключения от разрядной цепи на его зажимах начнет восстанавливаться напряжение[1]

$$U_в=[U_{зар}C_а/(C_\infty+C_а)]/\left[e^{-(C_a+C_\infty)t/(C_\infty^2R_и)}-e^{-(C_a+C_\infty)t/(C_aC_\infty r_a)}\right]. \qquad (4\text{-}5)$$

Так как обычно $C_\infty > C_а$, то

$$U_в \approx U_{зар}C_а\left(e^{-t/(R_иC_\infty)}-e^{-t/(r_аC_a)}\right)/C_\infty.$$

Выражение (4-5) имеет максимум при

$$t_0=\{R_иr_аC_аC_\infty^2\ln[R_иC_\infty/(r_аC_а)]\}/[C_а+C_\infty)(R_иC_\infty-r_аC_а)].$$

Значение $U_{в.м}$ при $t=t_0$ будет

$$U_{в.м}=\frac{U_{зар}C_а}{C_а+C_\infty}\left[\left(\frac{r_аC_а}{R_иC_\infty}\right)^{\frac{r_аC_а}{(R_иC_\infty-r_аC_а)}}-\left(\frac{r_аC_а}{R_иC_\infty}\right)^{\frac{R_иC_\infty}{(R_иC_\infty-r_аC_а)}}\right].$$

Пренебрегая влиянием $R_и$ в (4-5), можно получить формулу для $U_в/U_{зар}$, приведенную М. М. Некрасовым [4-32], $U_в/U_{зар}=k/(k+1)]\left[1-e^{-(k+1)t/T_а}\right]$, где $k=C_а/C_\infty$; $T_а=r_аC_а$.

Как известно, у конденсатора с абсорбцией емкость зависит от частоты. Действительно, для схемы с одной абсорбционной цепочкой (рис. 4-2, *б*) полная проводимость $Y$ выражается так: $Y=[j\omega(C_\infty+C_а)-\omega^2C_аC_\infty r_а]/(1+j\omega C_аr_а)$. Общая эквивалентная емкость в параллельной схеме замещения принимает вид $C=C_\infty+C_а/(1+\omega^2\tau^2)$, где $\tau=r_аC_а$.

Для схемы с двумя абсорбционными цепочками $C_{а1}$, $r_{а1}$, $C_{а2}$, $r_{а2}$ можно получить $C=C_\infty+C_{а1}/(1+\omega^2\tau_1^2)+C_{а2}/(1+\omega^2\tau_2^2)$. Совершенно аналогично для схемы рис. 4-2, *а*:

$$C=C_\infty+\sum_1^n C_{ai}/(1+\omega^2\tau_i^2), \qquad (4\text{-}6)$$

где $\tau_i=C_{ai}r_{ai}$.

Для некоторых применений может представить интерес частотная зависимость $\operatorname{tg}\delta$ конденсатора с абсорбцией [4-65, 4-66]. Для эквивалентной схемы рис. 4-2, *а* при $\sum_1^n C_{ai} \ll C_\infty$ выражение для $\operatorname{tg}\delta$ принимает вид

$$\operatorname{tg}\delta\approx\left\{\sum_1^n[\omega C_{ai}\tau_i/(1+\omega^2\tau_i^2)]\right\}/C_\infty.$$

[1] При работе с конденсаторами, особенно с высоковольтными, приходится учитывать это обстоятельство и касаться конденсаторов, бывших под напряжением, можно только при условии, если к их зажимам подсоединена заземляющая штанга.

На рис. 4-2, *в* представлены типичные частотные зависимости $C$ и $\operatorname{tg}\delta$ конденсатора с абсорбцией. Из (4-6) видно, что емкость конденсатора с абсорбцией по мере роста частоты приложенного напряжения уменьшается. При постоянном токе ($\omega=0$) емкость $C_{-}=C_{\infty}+C_{а}$, в то время как при $\omega=\infty$ значение емкости уменьшается до $C_{\infty}$. Это указывает, что при высокой частоте медленная поляризация за полупериод не успевает полностью закончиться, а при очень низких частотах времени полупериода приложенного напряжения практически достаточно для завершения и замедленной поляризации. Уменьшение $C$ с частотой также может быть использовано при измерении коэффициента абсорбции (см. § 4-6).

Рассмотрение природы различных типов поляризационных процессов в диэлектрике выходит за рамки настоящей работы. Мы привели лишь некоторые данные, определяющие особенности конденсатора с замедленной поляризацией при включении его в цепь постоянного тока в той мере, в которой нам казалось необходимым для понимания проблем, связанных с измерением $R_{и}$ и определением коэффициента абсорбции $k_{а}$. Более подробные сведения, касающиеся природы диэлектрической абсорбции, этого интересного и малоизученного явления, теории и гипотезы, вскрывающие его сущность, читатель сможет найти в [1-1, 1-4, 1-28, 1-34, 4-6, 4-43, 4-65, 4-81, 4-89, 5-77 а]. Там же приведены температурные зависимости $R_{и}$ и $k_{а}$. Уже указывалось, что изменчивость $R_{и}$ от различных внешних факторов (и в первую очередь от времени) затрудняет его измерение. Если при этом учесть, что современные пленочные конденсаторы обладают высокими значениями $R_{и}$, доходящими до $10^{17}$ *ом*, то трудности определения этого параметра станут более очевидными. Временнáя зависимость требует особой тщательности при выборе измерительных схем для определения этого параметра с удовлетворительной для практики точностью и может явиться причиной больших расхождений результатов измерения одного и того же конденсатора на различных приборах и установках, если пренебречь временны́ми соотношениями и не учитывать постоянных времени входных устройств измерительных систем. При измерении $R_{и}$, следовательно, нельзя пренебречь переходными процессами, связанными как с абсорбционными токами, так и с токами входных устройств измерительных установок. Хотя эти процессы в своей основе независимы, тем не менее при измерении между ними образуется взаимосвязь, так как в конечном итоге постоянная времени измерительной цепи определяет время, когда можно снимать отсчет $R_{и}$, будучи уверенным, что мы не вносим погрешности за счет $\tau_{вх}$ (см. § 4-2, п. Б). В связи с этим при измерении сопротивления изоляции стали фиксировать время, при котором снимается отсчет, тем самым значение $R_{и}$ делалось более определенным и расхождения результатов при испытаниях конденсаторов уменьшались. Так

получили распространение значения сопротивления изоляции конденсаторов, измеренные через 1 *мин*[1], 2 *мин*, 1000 *мин* и более. Значение $R_{и(1\,М)}$ введено в ГОСТ 6580—63 [1-40] — американские и английские стандарты [1-42—1-49].

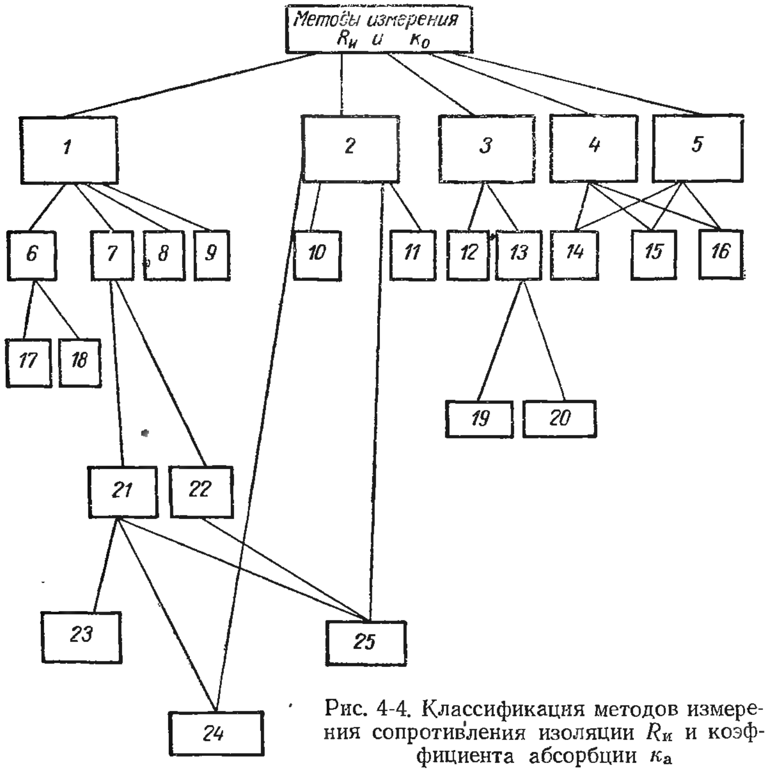



Рис. 4-4. Классификация методов измерения сопротивления изоляции $R_и$ и коэффициента абсорбции $к_а$

*1* — непосредственные методы измерения $R_и$; *2* — непосредственные методы измерения $К_а$; *3* — компенсационные методы измерения $R_и$; *4* — косвенные методы измерения $R_и$ *5* — косвенные методы измерения $К_а$; *6* — методы непосредственного измерения тока; *7* — измерение падения напряжения на $R_и$ или опорном резисторе $R_о$; *8* — мостовые методы; *9* — схемы на основе применения операционных усилителей; *10* — непосредственное измерение $С_а$, *11* — «порционный метод» измерения $\Delta U$; *12* — метод выравнивания зарядов на $С_н$ и $С_0$; *13* — методы, использующие ток смещения конденсатора; *14* — метод заряда; *15* — метод разряда; *16* — методы на основе сравнения скоростей заряда или разряда; *17* — схемы с питанием от источника постоянного напряжения; *18* — схемы с питанием от генератора прямоугольных импульсов; *19* — схемы с током смещения конденсатора постоянной емкости; *20* — схемы с током смещения конденсатора переменной емкости; *21* — схемы без дополнительного подзаряда $С_и$; *22* — схемы с дополнительным подразрядом $С_и$; *23* — схемы с применением коммутации конденсатора постоянной емкости; *24* — схемы с обычными измерителями напряжения; *25* — схемы на основе использования обращенных триодов и других ламп

Необходимо иметь в виду, что $R_{и(1\,М)}$ не следует рассматривать как надежный критерий качества диэлектрика конденсатора; оно не вскрывает дефектов в диэлектрике, так как не во

[1] Одноминутное $R_и$ было введено в 1865 г. применительно к измерению сопротивления изоляции силовых кабелей [4-77].

всех случаях характеризует его сквозную проводимость. Одноминутное значение $R_и$ является, следовательно, некоторым условным значением, позволяющим сравнивать и оценивать конденсаторы при одинаковых условиях испытания.

В настоящее время встречается даже необходимость в определении сопротивления изоляции конденсаторов, соответствующего десяти и менее секундам [4-70]. Совершенно естественно предположить, что условия измерений, соответствующие необходимости снятия отсчета $R_и$ через такие малые промежутки времени, как десятки секунд, и такие большие, как тысячи минут, предъявляют разные требования к измерительным устройствам в части разрешающей способности и стабильности.

В ГОСТ [1-40] приведены требования к величине измерительного напряжения в зависимости от значения номинального напряжения испытуемого конденсатора. Конденсаторы при номинальном напряжении менее 100 *в* рекомендуется измерять при $U=10\pm1{,}5$ *в*, конденсаторы с рабочим напряжением от 100 до 500 *в* — при $U=100\pm15$ *в* и конденсаторы с более высокими рабочими напряжениями — при $U=500\pm50$ *в*. При измерении $R_и$ конденсаторов с органическим диэлектриком при $T\neq20°$ С результаты испытаний следует приводить к $T=20°$ С [1-40] по формуле $\lg R_{и20}=\lg R_{и.т}+\tau_R(T-20°)$, где $R_{и20}$ — сопротивление изоляции, приведенное к температуре 20° С; $R_{и.т}$ — сопротивление изоляции, измеренное при температуре $T$; $\tau_R$ — температурный коэффициент $R_и$; $T$ — температура, при которой измерено $R_и$. В ГОСТ [1-40] указано, что погрешность измерения сопротивления изоляции не должна превышать ±20%. Для измерения $R_и$ нашли применение многие методы и схемы, использующиеся при измерении резисторов, хотя имеются и специфические методики, пригодные для оценки $R_и$ конденсаторов при разной величине емкости. Классификация методов измерения $R_и$ и $k_а$ приведена на рис. 4-4.

## 4-2. Методы непосредственного определения сопротивления изоляции

### А. СХЕМЫ НА ОСНОВЕ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА,[1] ПРОТЕКАЮЩЕГО ЧЕРЕЗ КОНДЕНСАТОР

Приборы, использующие данный метод, обычно применяются при измерении малых и средних величин сопротивлений изоляции конденсаторов $R_и<(10^{12}-10^{13})$ *ом* и удельных сопротивлений материалов ($\varrho_п$ и $\varrho_0$) при значениях до $10^{14}-10^{15}$ *ом·см*. Основные схемы измерения тока через конденсатор приведены на рис. 4-5, *а*. В них последовательно с испытуемым конденсатором включается чувствительный гальванометр, измеряющий

[1] Называют также методом гальванометра, методом непосредственного отклонения или методом амперметра и вольтметра.

ток, проходящий через конденсатор при подаче на него напряжения известной величины. При этом $R_и = U/I$. Установки обычно собираются самими исследователями из стандартных узлов и деталей. Методика измерения на гальванометрических установках широко описана в [1-39, 4-2, 4-10, 4-11, 4-23, 4-48]. При определении удельных сопротивлений материалов ток через испытуемый образец отсчитывается после окончания стадии заряда. Если отсчет будет $\alpha^0$ при множителе шунта гальванометра $M$, то сопротивление образца может быть определено как $R_и = U_0/I = U_0/(\alpha^0 M)$. Удельные сопротивления подсчитываются из выражений: $\varrho_0 = R_и S/d$; $\varrho_n = R_и 2\pi/\ln\frac{D_1}{D_2}$, где $S$ — площадь измерительного электрода, *см*$^2$; $d$ — толщина образца, см; $D_1$ —

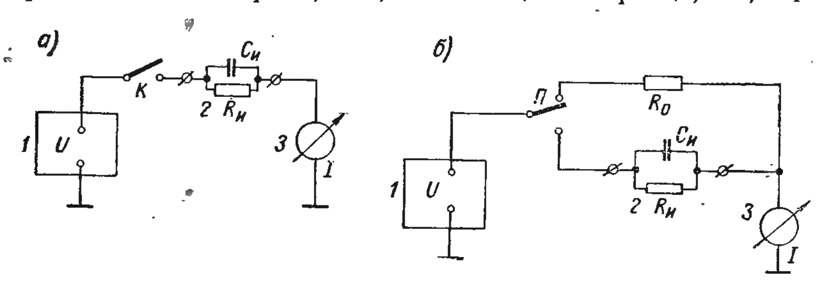



Рис. 4-5. Основные схемы измерения тока через конденсатор

*1* — источник напряжения постоянного тока; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — гальванометр; *4* — ключ; *П* — переключатель

внутренний диаметр охранного электрода, *см*; $D_2$ — диаметр измерительного электрода, *см*.

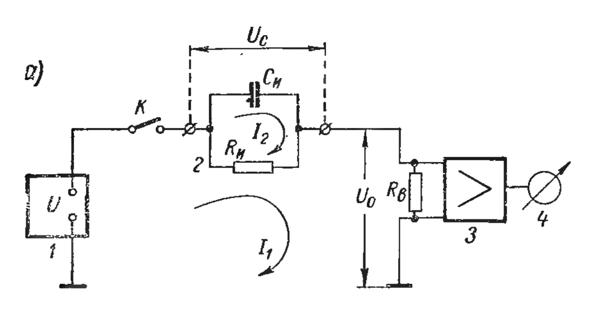
Величина $R_и$ может быть определена и методом сравнения отклонений (рис. 4-5, *б*), при этом $R_и = R_0\alpha^0_2 M_2/\alpha_1^0 M_1)$, где $\alpha^0_1$ и $\alpha^0_2$ — отсчеты гальванометра при множителях шунтов $M_1$ и $M_2$ соответственно.

## Б. СХЕМЫ НА ОСНОВЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ВСПОМОГАТЕЛЬНОМ СОПРОТИВЛЕНИИ И ИСПЫТУЕМОМ ОБЪЕКТЕ

Рассматриваемый метод[1] является разновидностью метода амперметра и вольтметра, он предложен и использовался Бронсоном для измерения сравнительно невысоких значений сопротивлений изоляции [1-22]. Основные схемы метода приведены на рис. 4-6. Рассмотрим схему рис. 4-6, *а*, при которой о величине сопротивления изоляции испытуемого конденсатора судят по падению напряжения на входном сопротивлении усилителя, отсчитываемом по шкале выходного прибора *4*. При замыкании

[1] Известен и как метод постоянного отклонения.

ключа К испытуемый конденсатор подключается к источнику постоянного напряжения *1* и начинается стадия заряда $C_и$ через $R_в$ — входное сопротивление измерителя напряжения. При достаточно большом времени ($R_и \gg R_в$, $U_c \approx U$) можно считать, что $I_2 = 0$ и



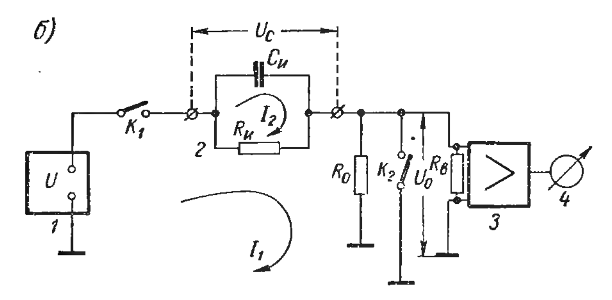




Рис. 4-6. Основные схемы определения $R_и$ по измерению падения напряжения на последовательном резисторе

*1* — источник напряжения постоянного тока; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — усилитель постоянного тока; *4* — выходной указатель; *К*, $K_1$, $K_2$ — ключи

$I_1 = U/(R_и + R_в)$. Напряжение, показываемое прибором *4*, $U_0 = I_1 R_в = U R_в/(R_и + R_в)$, откуда

$$R_и = R_в\,[(U/U_0) - 1]. \tag{4-7}$$

При $R_и \gg R_в$ (4-8)

$$R_и = R_в U/U_0. \tag{4-9}$$

В том случае, когда $U_c \neq U$ и $I_2 \neq 0$, расчет сопротивления по (4-7) и (4-9) может привести к большим ошибкам. Рассмотрим это подробнее. Выражения для уравнений токов в контурах схемы рис. 4-6 принимают вид [4-31]:

$$\left.\begin{aligned} U &= I_1(R_в + R_и) - I_2 R_и; \\ 0 &= -I_1 R_и + I_2\,\{[1/(pC_и)] + R_и\}, \end{aligned}\right\} \tag{4-10}$$

где $p = \dfrac{d}{dt}$.

Решение системы (4-10) для $I_1$ будет

$$I_1 = [U/(R_в + R_и)]\left[1 + (R_и/R_в)\, e^{-(R_в+R_и)\, t/(R_в R_и C_и)}\right]. \quad (4\text{-}11)$$

Напряжение на $R_в$ принимает вид

$$U_0 = [UR_в/(R_в + R_и)]\left[1 + (R_и/R_в)\, e^{-(R_в+R_и)\, t/(R_в R_и C_и)}\right]. \quad (4\text{-}12)$$

В общем случае $U_0=f(R_и)$. При достаточно большом $t$, когда второе слагаемое в квадратной скобке близко к нулю, справедливо соотношение (4-7).

Найдем выражение для $U_c$. Для этого подставим (4-11) и (4-10) и найдем значение для тока $I_2$, а именно:

$$I_2 = (U/R_в)\, e^{-(R_в+R_и)\, t/(R_в R_и C_и)}.$$

Напряжение на конденсаторе

$$U_c = (1/C_и)\int\limits_0^t I_2 dt = [UR_и/(R_в + R_и)]\left[1 - e^{-(R_в+R_и)\, t/(R_в R_и C_и)}\right]. \quad (4\text{-}13)$$

$$\text{При } t=\infty \quad U_c|_{t=\infty} = UR_и/(R_в + R_и). \quad (4\text{-}14)$$

Из (4-14) можно усмотреть, что даже при очень большом времени ($t=\infty$) напряжение на конденсаторе достигает величины $U$ только при $R_и \gg R_в$. Таким образом, только при соблюдении (4-8) конденсатор может быть заряжен до напряжения, близкого к напряжению источника. Действительно, при этом $U_c = U\left(1 - e^{-t/(R_в C_и)}\right)$. При $t \gg 3R_в C_и$ можно считать, что $U_c \approx U$. Из последнего следует, что при использовании схемы рис. 4-6, *а* необходимо применять усилители с малым входным сопротивлением, в особенности, если мы хотим получить сколько-нибудь правильное представление о сопротивлении изоляции конденсатора большой емкости за не слишком большой промежуток времени. При $R_в=1$ *ком* и $C_и=1000$ *мкф*, $t \geqslant 5R_в C_и = 5$ *сек*. Для других значений $R_в$ и $C_и$ время, в течение которого можно считать стадию заряда конденсатора законченной, можно определить аналогичным образом. Равным образом можно быстро определить допустимое входное сопротивление усилителя, обеспечивающего окончание стадии заряда в заданный промежуток времени.

При выборе усилителя для схемы рис. 4-6, *а* необходимо иметь в виду, что кроме низкого входного сопротивления, он должен иметь достаточно высокую чувствительность для возможности измерения высоких значений сопротивления изоляции. Так, например, из (4-9) следует, что для обеспечения измерения $R_и$ порядка $10^9$ *ом* при $R_в=1$ *ком* и напряжении источника питания 100 *в* усилитель должен обладать чувствительностью 0,1 *мв*. Для схемы рис. 4-6, *б* при заряде конденса-

тора $C_и$ ключи $К_1$ и $К_2$ замкнуты и в зарядную цепь вводится малое сопротивление $R_1$ (во многих случаях сопротивление $R_1 \approx 0$). Так как $R_1 \ll R_в \ll R_и$ и $R_1 \ll R_0$, то постоянная времени зарядной цепи определяется сопротивлением $R_1$, т. е. $U_c = U\left(1 - e^{-t/(R_1 C_и)}\right)$. При $R_1 = 1$ *ком* и $C_и \leqslant 1000$ *мкф* конденсатор успевает зарядиться до $U_c \approx U$ за время $t \leqslant 5$ *сек*.

Рассмотрим переходные процессы в схеме после стадии заряда и размыкании ключа $К_2$. Уравнения для токов в контурах принимают вид:

$$\left.\begin{aligned} U &= I_1 (R_0' + R_и) - I_2 R_и; \\ U_c &= I_1 R_и + I_2 \{[1/(pC_и)] - R_и\}, \end{aligned}\right\} \tag{4-15}$$

где $R_0' = R_в R_0/(R_в + R_0)$.

Решение системы (4-15) для тока $I_1$ будет

$$I_1 = [U/(R_0' + R_и)]\left[1 - e^{-(R_0' + R_и)t/(R_0' R_и C_и)}\right].$$

Напряжение, показываемое измерителем [4-59],

$$U_0 = [UR_0'/(R_0' + R_и)]\left[1 - e^{-(R_0' + R_и)t/(R_0' R_и C_и)}\right]. \tag{4-16}$$

$$\text{При } t = \infty \quad U_0 = UR_0'/(R_0' + R_и). \tag{4-17}$$

Напряжение на испытуемом конденсаторе [4-59]

$$U_c = U - U_0 = [U/(R_0' + R_и)]\left[R_и + R_0' e^{-(R_0' + R_и)t/(R_0' R_и C_и)}\right]. \tag{4-18}$$

Установившееся значение этого напряжения будет

$$U_c|_{t=\infty} = UR_и/(R_0' + R_и). \tag{4-19}$$

Полученные выражения отличны от (4-12) и (4-13) для схемы рис. 4-6, *а* (хотя схемы рис. 4-6, *а* и 4-6, *б* подобны) и приводит к различным результатам при малых значениях $t$. Это объясняется различием в начальных условиях. Для схемы рис. 4-6, *а* начало заряда совпадает с $t=0$, при котором $U_c=0$. Для схемы рис. 4-6, *б* с моментом $t=0$ (размыкание $К_2$) совпадает конец заряда $C_и$, а именно: при $t=0$ $U_c \approx U$. Следует указать, что второе слагаемое в квадратной скобке (4-16) быстрее убывает, чем аналогичное слагаемое в (4-12), и тем самым схема рис. 4-6, *б* оказывается более удобной для измерения $R_и$ при меньших временах после заряда. Минимальное время, после которого можно снимать отсчет, зависит от постоянной времени $\tau$ выражений (4-16) и (4-18):

$$\tau = R_0' R_и C_и/(R_0' + R_и). \tag{4-20}$$

$$\text{При } R_и \gg R_0' \quad \tau = R_0' C_и. \tag{4-21}$$

Из (4-16) можно получить

$$R_{и}^{п} \approx R_{и}/(1 - e^{-t/\tau}), \quad (4\text{-}22)$$

где $R_{и}^{п} = UR_0'/U_0$ — значение сопротивления (4-9), показываемое прибором 4 (рис. 4-6) и совпадающее с истинным $R_и$ при $t = \infty$. При меньших временах значение $R_{и}^{п} > R_и$. Достаточно малая погрешность (менее 0,01%) получается из (4-22) по истечении времени $t = 10\tau$, при котором напряжения на входе измерителя *3* и конденсаторе *2* близки к установившимся значениям (4-17) и (4-19). Фрэнс (France R. W.) [4-70] рекомендует даже обеспечивать, если это возможно,

$$t = t_1 = 20\tau = 20R_0'C_и. \quad (4\text{-}23)$$

Для трех величин $C_и$ и пяти значений $R_0'$ данные для $t_1$ из (4-23) приведены в табл. 4-1. Обычно для многих случаев практики при измерении $R_и$ достаточна точность 5—10%, при этом можно допустить

$$t_1 = (3 - 5)\,R_0'C_и. \quad (4\text{-}24)$$

*Таблица 4-1*

| $R_0'$, *ом* | $t_1$ (*сек*) при $C_и$, равном | | |
|---|---|---|---|
| | 10 *мкф* | 100 *мкф* | 1000 *мкф* |
| $10^3$ | 0,2 | 2 | 20 |
| $10^4$ | 2 | 20 | $2\cdot10^2$ |
| $10^5$ | 20 | $2\cdot10^2$ | $2\cdot10^3$ |
| $10^6$ | $2\cdot10^2$ | $2\cdot10^3$ | $2\cdot10^4$ |
| $10^7$ | $2\cdot10^3$ | $2\cdot10^4$ | $2\cdot10^5$ |

В табл 4-2 приведены значения $t_1$, соответствующие случаю $t_1 = 5\,\tau$.

*Таблица 4-2*

| $R_0'$, *ом* | $t_1$ при $C_и$, равном | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | 0,1 *мкф* | 1 *мкф* | 10 *мкф* | 100 *мкф* | 1000 *мкф* |
| $10^3$ | 0,5 *мсек* | 5 *мсек* | 50 *мсек* | 0,5 *сек* | 5 *сек* |
| $10^4$ | 5 » | 50 » | 0,5 *сек* | 5 » | 50 » |
| $10^5$ | 50 » | 0,5 *сек* | 5 » | 50 » | 8,3 *мин* |
| $10^6$ | 0,5 *сек* | 5 » | 50 » | 8,3 *мин* | 83 » |
| $10^7$ | 5 » | 50 » | 8,3 *мин* | 83 » | 13,8 *ч* |
| $10^8$ | 50 » | 8,3 *мин* | 83 » | 13,8 *ч* | 138,8 » |
| $10^9$ | 8,3 *мин* | 83,3 » | 13,8 *ч* | 138,8 » | 1388 » |

При использовании (4-21) выражение (4-16) упрощается:

$$U_0 = (UR_0'/R_и)\left[1 - e^{-t/(R_0'C_и)}\right].$$

Решив его относительно $R_и$, получим

$$R_и = R_0'U\left[1 - e^{-t/\left(R_0'C_и\right)}\right]/U. \quad (4\text{-}25)$$

Для времен, удовлетворяющих (4-23), выражение для $R_и$ еще более упрощается и принимает вид (4-9) с той разницей, что вместо $R_в$ находится $R_0'$, а именно:

$$R_и = R_0'U/U_0. \quad (4\text{-}26)$$

Выражения (4-25) и (4-26) позволяют рассчитать значение $R_и$ по данным измерения. Схемы рис. 4-6 требуют высокочувствительных усилителей постоянного тока с низким входным сопротивлением. Как видно из табл. 4-1, для возможности определения через 2 *сек* после размыкания ключа $К_2$ у конденсатора емкостью 10 *мкф* требуется усилитель с $R_0'=10$ *ком*. Для того чтобы замерить $R_и=10^{10}$ *ом* при напряжении источника 100 *в* из (4-26) следует, что усилитель должен иметь высокий коэффициент усиления, обеспечивающий отклонение стрелки выходного прибора *4* на всю шкалу при подаче на вход 100 *мкв* и дрейфе нуля не более 2—5 *мкв*. Для определения $R_и$ при более низких напряжениях требования к усилителю соответственно повышаются.

Исследование конденсаторов с сравнительно невысокими значениями сопротивления изоляции до $10^8$—$10^9$ *ом* возможно и при использовании менее чувствительных усилителей с высоким входным сопротивлением, например электрометрических, однако это требует предварительной специальной калибровки схемы. Для этого в схему вместо испытуемого включается конденсатор такой же емкости, но имеющий сопротивление изоляции на один-два порядка выше. К этому конденсатору поочередно подсоединяются параллельно резисторы со значениями от $R'=1\cdot10^{10}$ *ом* до $R''=10^6$ *ом*, производят измерение и на шкале выходного прибора наносят точки соответствующие параллельным сопротивлениям; перед каждым измерением конденсатор должен быть разряжен. Отсчеты производят каждый раз при одном и том же времени $t$. При выборе конденсатора для калибровки шкалы следует иметь в виду, что его $R_и$ должно быть больше $R'$ по крайней мере в 10 раз. Если по условиям эксперимента подобную калибровку возможно осуществить, то она может быть сделана практически при любых значениях $R_0'$, даже при $R_0' \approx R_и$, при этом следует помнить, что калибровка справедлива только для тех значений $C$ и времени $t$, при которых она производилась. Схемы рис. 4-6 при соблюдении (4-8) или (4-21) называются иногда схемами постоянного напряжения [4-50, 4-51], так как они обеспечивают постоянство напряжения на испытуемом объекте.

Действительно, если выполняются неравенства (4-8) или (4-21), то сопротивление изоляции конденсатора измеряется при

полном напряжении на нем, т. е. при $U_c \approx U = \text{const}$. Причем, если $R_0' \leqslant R_и/1000$, напряжение на конденсаторе отличается от напряжения источника менее чем на 0,1%. Используя схемы со стабилизаторами (рис. 4-7, *а*), можно получить постоянство напряжения [4-50] с нужной точностью и при $R_и \approx R_0'$. Использование в качестве $R_0$ в рис. 4-6, *б* и 4-7, *а* высокомегомных резисторов для повышения верхнего предела измеряемых сопротивлений изоляции приводит к дополнительным ошибкам при определении $R_и$ за счет значительных коэффициентов напряжения опорных резисторов. Возможны схемы для измерения высокоомных сопротивлений [1-37, 4-25, 4-26, 4-69] $R_и$ на основе

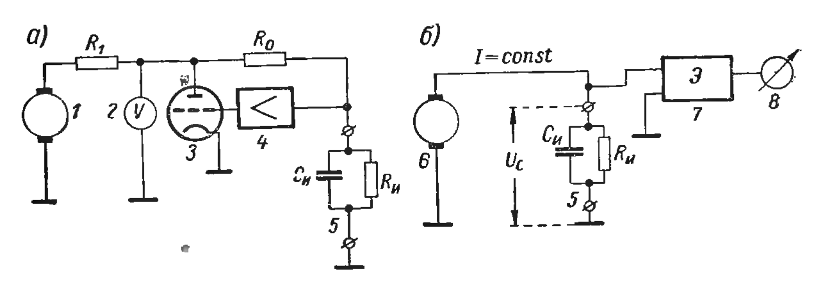



Рис. 4-7. Схемы со стабилизатором напряжения (*а*) и генератором тока (*б*)
*1* — генератор напряжения; *2* — вольтметр; *3* — лампа стабилизатора; *4* — усилитель; *5* — измеряемый объект; *6* — генератор тока; *7* — электрический усилитель; *8* — выходной указатель

использования генератора тока (рис. 4-7, *б*). В этих схемах отсутствуют опорные резисторы и связанные с ними погрешности определения $R_и$ за счет неучтенных коэффициентов напряжения и нестабильности во времени резисторов $R_0$. В качестве генератора тока могут быть применены схемы с триодами и пентодами в режиме насыщения, схемы на основе питания конденсатора напряжением, меняющимся линейно во времени, и устройства, использующие ионизационные камеры с радиоактивными изотопами [4-25]. В схеме рис. 4-7, *б* напряжение на вход усилителя подается непосредственно с испытуемого объекта. Так как $I = \text{const}$ и не зависит от $R_и$, то, измерив падение напряжения на испытуемом объекте, можно определить $R_и$, а именно: $R_и = U_c/I$. Калибровка генератора тока и определение $I$ могут быть выполнены с помощью вспомогательного образцового конденсатора $C_0$, подключаемого вместо испытуемого объекта [4-26]. Конденсатор $C_0$ должен иметь малую абсорбцию.

Схемы с генератором тока пригодны для измерения конденсаторов и образцов диэлектриков с емкостью, не превышающей 100 *пф*, ввиду затруднений при конструировании мощных генераторов. Наибольший ток генератора, полученный Лоогом П. К. и др. [4-26], с применением изотопа стронция-90 составлял

$10^{-10}$ *а*. При таком зарядном токе напряжение 10 *в* на конденсаторе 100 *пф* и $R_и > 10^5$ *Мом* установится за время $t = CU/I = 100 \cdot 10^{-12} \cdot 10/(1 \cdot 10^{-10}) = 10$ *сек*. Таким образом, если при измерении данного конденсатора (при данном токе) по истечении 10 *сек* напряжение не поднимется выше 10 *в* и окажется равным 10 *в*, то сопротивление изоляции конденсатора (или образца диэлектрика) окажется $R_и = 10 : 10^{-10} = 10^{11}$ *ом*. Следует указать, что данный метод позволяет производить измерение конденсатора при различных напряжениях, в том числе и очень малых, если иметь возможность регулировать и устанавливать величину тока генератора в широких пределах. В генераторе Лоога ослабление тока производилось в кратности 1 : 10; 1 : 100 и 1 : 1000 раз. При измерении необходимо учитывать возможность пробоя конденсатора или образца с высоким $R_и$, так как при данном методе напряжение на нем определяется в конечном счете временем и его сопротивлением изоляции. В связи с этим испытания следует начинать с наименьшего значения тока генератора.

В отличие от схем, использующих вспомогательный резистор (рис. 4-6), в схемах с генератором тока (рис. 4-7, *б*) входное сопротивление усилителя *7* должно быть на два порядка выше измеряемого сопротивления изоляции, если мы не желаем внести погрешность (за счет $R_в$), превышающую ±1%. Соответственно должны иметь высокое сопротивление все элементы конструкции, связанные с потенциальной шиной, куда включается испытуемый объект: изоляторы, через которые проходит вывод от генератора тока, изоляторы клемм для подключения образца, калибровочного конденсатора и т. п. Кроме этого, необходимо иметь в виду, что испытуемый конденсатор, как и $C_0$, должен иметь малый $k_а$.

## В. СХЕМЫ ТЕСТЕРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ

Для измерения сравнительно невысоких значений сопротивления изоляции малоемкостных объектов, таких, как кабели, трансформаторы, участки линий связи и др., нашли широкое применение переносные измерители тестерного типа с питанием от батарей [4-3, 4-52, 4-58] и индукторов [4-21, 4-27, 4-39, 4-85] (рис. 4-8). Наибольшее распространение получили мегомметры, питающиеся от преобразователей (рис. 4-8, *д*) и индукторов (рис. 4-8, *е*). Индукторы представляют собой малогабаритные генераторы магнитоэлектрического типа мощностью 5—10 *вт* с ручным приводом, дающие напряжение от сотен вольт до нескольких киловольт. Встроенные центробежные регуляторы обеспечивают в известных пределах независимость выходного напряжения от скорости вращения ручки индуктора. Сглаживание напряжения достигается с помощью фильтрующего конденсатора, включенного на выходные зажимы индуктора [4-85].

В качестве указателей часто применяются магнитоэлектрические логометры с двумя рамками, расположенными под некоторым углом друг к другу [4-3]. Преобразователи, используемые в мегомметрах данного типа, превращают небольшое напряжение батареи (обычно не более 10—12 *в*) в высокое напряжение до нескольких тысяч вольт. Обычно применяются преобразователи, использующие прерыватели на транзисторах, либо

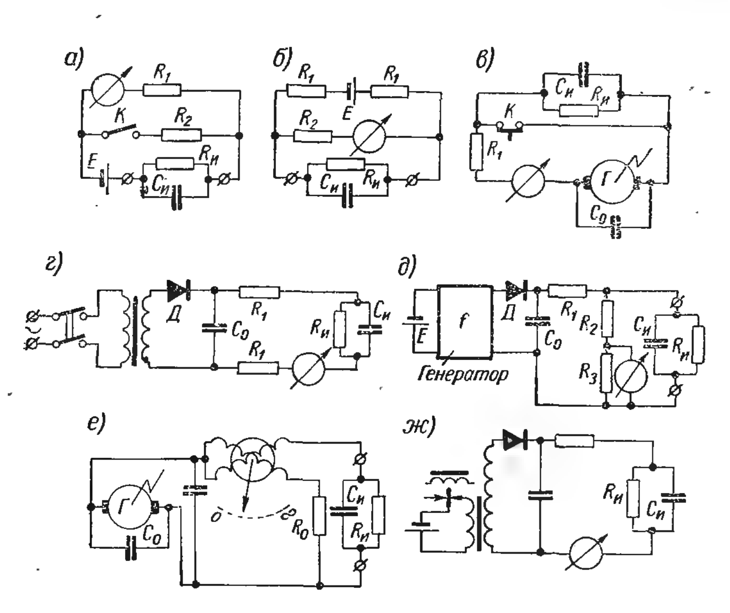



Рис. 4-8. Схемы тестерных измерителей $R_и$: *а* — с последовательной батареей; *б* — параллельной батареей; *в* — с индуктором; *г* — с выпрямлением напряжения сети; *д* — с выпрямлением напряжения ВЧ-генератора; *е* — с индуктором и логометрическим указателем; *ж* — с вибропреобразователем

механические прерыватели в первичной обмотке повышающего трансформатора [4-67, 4-68] при последующем выпрямлении высокого напряжения вторичной обмотки (рис. 4-8, *ж*). Выпускаются также тестеры [4-85], питающиеся от выпрямленного напряжения сети (рис. 4-8, *г*). Более сложный вид преобразователя на транзисторах показан на схеме рис. 4-8, *д*. В этой схеме использован транзисторный генератор высокой частоты, питающийся от батарейки. Выходное напряжение генератора выпрямляется по схеме Маркса (схемы с умножением напряжения) [4-52, 4-94] и подается затем на одну из измерительных схем, использующих параллельное или последовательное соединение источника испытательного напряжения (рис. 4-8, *а* и *б*), либо указатель логометрического типа (рис. 4-8, *е*).

## Г. СХЕМЫ НА ОСНОВЕ МОСТОВОГО МЕТОДА

Мостовые схемы получили большое распространение для измерения сопротивлений в диапазоне от долей ома до тысяч мегом. В режиме полного уравновешивания они обеспечивают высокую точность измерения, в неуравновешенном режиме точность их несколько ниже, но зато они более удобны для раскалибровки резисторов по допусковым группам. Применительно к измерению сопротивления изоляции мосты используются сравнительно редко из-за сложностей уравновешивания и переходных процессах на испытуемом конденсаторе. Вместе с тем для измерения $R_и$ малоемкостных объектов, например образцов диэлектриков, а также и разбраковке конденсаторов по $R_и$ на две

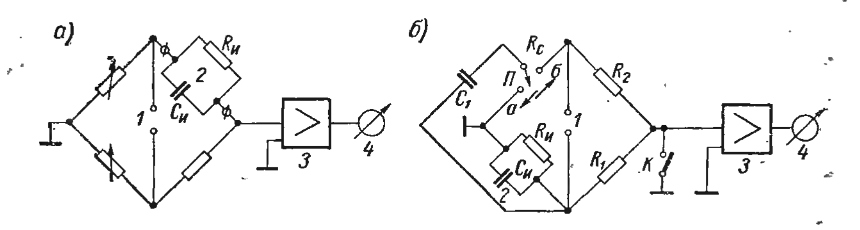



Рис. 4-9. Мостовые схемы измерителей $R_п$

*1* — источник напряжения; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — усилитель; *4* — выходной прибор; *К* — ключ; *П* — переключатель

группы: годные и брак, мостовые схемы могут быть использованы [5-84]. При разбраковке конденсаторов с большими $R_и$ для обеспечения необходимой величины испытательного напряжения конденсатор включается в плечо моста не непосредственно, а параллельно резистору, сопротивление которого выбирается исходя из соотношений сопротивлений плеч, и чувствительности индикатора. Типовые мостовые схемы приведены на рис. 4-9, *а*, *б*. В измерительной диагонали этих мостов обычно используются усилители электрометрического типа, обладающие высоким входным сопротивлением [4-49, 4-57, 4-83, 4-101].

Измерение высокоомных сопротивлений требует тщательной экранировки и защиты цепей моста. Мостовые схемы для измерения высокоомных сопротивлений рассмотрены А. М. Теплинским [4-57]. На рис. 4-9 *б* изображена схема моста с коммутацией емкости в одном из плеч [4-97]. Известно [2-18, 2-40], что если коммутировать емкость $C_1$ с контакта *а* на *б* с низкой частотой $f$, то это эквивалентно включению между контактами *а* и *б* сопротивления $R_c$, равного $R_c \approx 1/(fC_1)$. Если выбрать $C_1$ малой величины, то при низких $f$ можно получить высокое значение для $R_c$, а именно: при $C_1 = 10$ *пф* и $f = 4$ *гц*, получим $R_c \approx 0{,}25/10 \cdot 10^{-12} = 2{,}5 \cdot 10^{10}$ *ом*. При равновесии моста имеем $R_и = R_c R_1/R_2 = R_1/(R_2 f C_1)$, где $C_1$ — коммутируемая емкость; $f$ —

число переключений емкости $C_1$ в секунду; $R_1$ и $R_2$ — сопротивления 3-го и 4-го плеч моста. Равновесия можно достигать изменением $R_1$ или $R_2$, либо изменением $f$.

## Д. СХЕМЫ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Сравнительно недавно для измерения полных сопротивлений, резисторов и $R_и$ стали получать распространение схемы с операционными усилителями с глубокой отрицательной обратной связью [2-1, 4-40, 4-72, 4-83]. Схемы измерения $R_и$ на основе

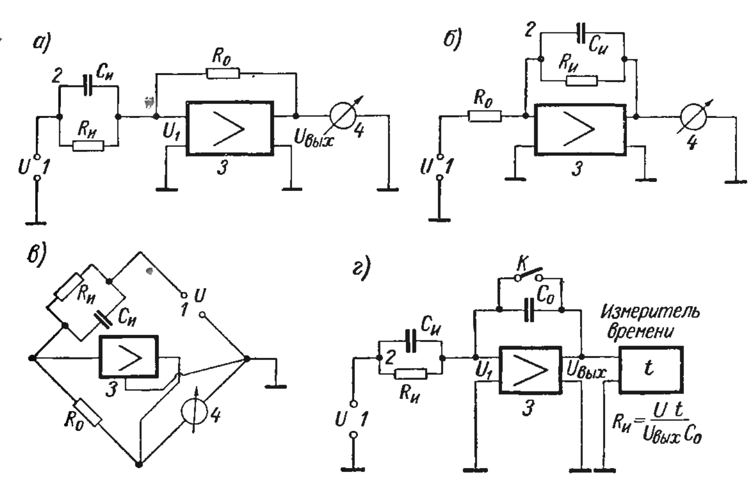



Рис. 4-10. Схемы измерения $R_и$ на основе применения операционных усилителей

1 — источник напряжения; 2 — испытуемый конденсатор; 3 — усилитель; 4 — выходной прибор

использования операционного усилителя представлены на рис. 4-10. Коэффициент усиления усилителя с параллельной обратной связью

$$k = U_{вых}/U_{вх} = k_0(1-\beta)/(1+k_0\beta), \qquad (4\text{-}27)$$

где $k_0$ — коэффициент усиления без обратной связи; $\beta$ — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Для схемы рис. 4-10, *а*

$$\beta = R_и/(R_и + R_0),\ U_{R_и} = U - U_1,\ U_{R_0} = U_1 - U_{вых}, \qquad (4\text{-}28)$$

$$U_{вх} = U_1. \qquad (4\text{-}29)$$

Подставив (4-28) в (4-27) и учтя (4-29), получим

$$R_и = [(U_1/U_{вых})k_0 - 1]R_0/(k_0+1). \qquad (4\text{-}30)$$

Обычно
$$k_0 \gg 1, \qquad (4\text{-}31)$$

тогда
$$R_и \approx R_0 U_1/U_{вых}. \qquad (4\text{-}32)$$

Выше уже указывалось (4-20) на желательность иметь малое значение постоянной времени разрядной цепи. В нашем случае

$$\tau_р \approx 4R_0C_и/(1+k_0\beta). \qquad (4\text{-}33)$$

Даже при $R_0=10^{10}$ *ом* $C_и=1$ *мкф* и $1+k_0\beta=1000$, $\tau_р \approx \approx \frac{4\cdot 10^{10}\cdot 1\cdot 10^{-6}}{10^3} \approx 40$ сек. Как следует из (4-33), наличие обратной связи сильно уменьшает постоянную времени цепи заряда и разряда испытуемого конденсатора и позволяет при достаточно больших $R_0$ и $C_и$ снимать отсчет $R_и$ через сравнительно малое время. Для схемы рис. 4-10, *б*

$$R_и \approx R_0U_{вых}/U_1. \qquad (4\text{-}34)$$

Как видно из выражений (4-43) и (4-34), схема рис. 4-10, *б* имеет прямую шкалу для $R_и$, а схема рис. 4-10, *а* — обратную. Схемы с операционными усилителями иногда изображаются в виде моста с источником питания и индикатором, включенными в смежные плечи, и усилителем, включенным в диагональ. На рис. 4-10, *в* показана подобная схема, полученная из схемы рис. 4-9, *а*. Схему такого рода относят к самоуравновешивающимся мостам.

Представляет интерес при измерении больших сопротивлений [4-18а, 4-95а] использование усилителей в режиме интегрирования (рис. 4-10, *г*). В этих схемах необходимо применение стабильных опорных конденсаторов $C_0$ и измерение $R_и$ сводится к определению времени интегрирования $t$. В ограниченном диапазоне $R_и$ и $C_0$ упомянутый метод удобен в автоматизированных измерительных системах на основе средств цифровой техники и ЭВМ. Важно отметить, что и при этом методе время измерения $t_и$ (см. § 4-5, п. ж) не может быть выбрано произвольным и всегда равно сумме времен заряда и интегрирования.

## 4-3. Методы измерения $R_и$ на основе заряда и разряда

### А. МЕТОД ЗАРЯДА

Методы заряда и разряда более удобны при измерении высоких значений $R_и$ у конденсаторов большой емкости. При этих методах величина $R_и$ фактически определяется по времени заряда или разряда испытуемого конденсатора. Таким образом, помимо точного измерения напряжения, на конденсаторе при использовании этих методов появляется необходимость точного измерения времени. Схемы измерения $R_и$ на основе заряда и разряда представлены на рис. 4-11. В этих схемах в качестве измерителей напряжения используются статические вольтметры и электрометры разных типов, обладающие высоким входным сопротивлением. Обычно применяются струнные электрометры,

квадратные, электрометры на электронных лампах и полупроводниковых триодах с электрометрической лампой на входе, динамические электрометры и т. п. Рассматриваемые методы нашли также применение и для изучения абсорбционных про-

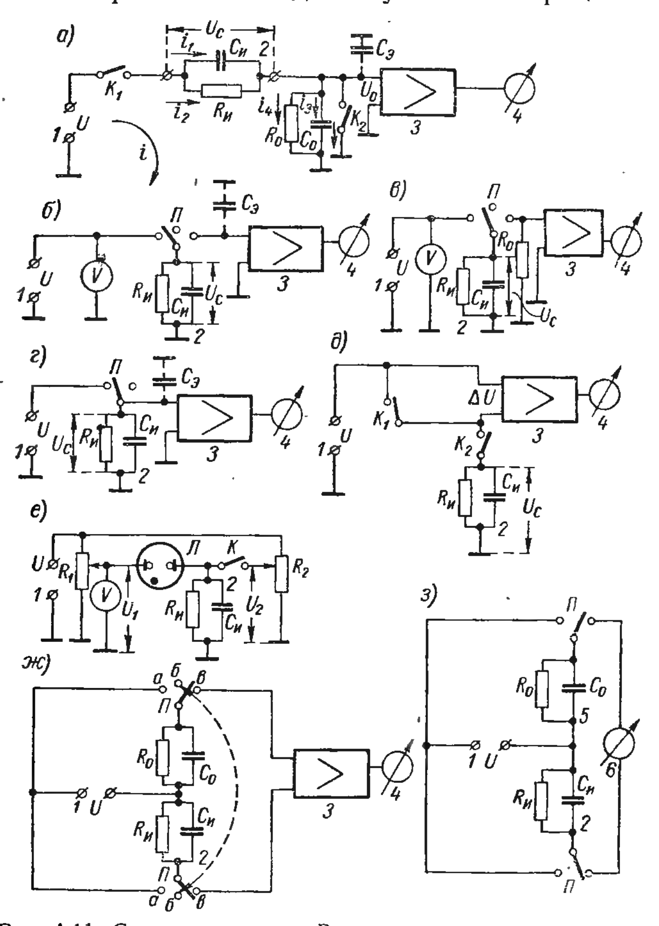


Рис. 4-11. Схемы измерения $R_и$ на основе заряда и разряда

1 — источник напряжения; 2 — испытуемый конденсатор; 3 — усилитель; 4 — выходной прибор; 5 — образцовый конденсатор; 6 — гальванометр; $K$, $K_1$, $K_2$ — ключи; $П$ — переключатель

цессов в конденсаторах (см. § 4-6). Схема, поясняющая метод заряда, представлена на рис. 4-11, *а*. Сопротивление изоляции испытуемого конденсатора $C_и$ определяется по скорости изменения напряжения на вспомогательном конденсаторе $C_0$, имеющего сопротивление изоляции $R_0$. Заряд конденсатора $C_и$ осуществляется замыканием ключей $K_1$ и $K_2$. В любой момент времени общее напряжение

$$U = U_c + U_0. \qquad (4\text{-}35)$$

В конце стадии заряда ($К_2$ замкнут) напряжение источника оказывается приложенным к испытуемому конденсатору, т. е. $U_c = U$. Сопротивление в цепи заряда, ограничивающее зарядный ток, считается малым и опущено. При размыкании ключа $К_2$ ($t=0$) напряжение на $C_0'$ начинает возрастать и общий ток $i = i_1 + i_2 = i_3 + i_4$. Значение $C_0'$ определяет общую емкость, напряжение на которой $U_0$, а именно: $C_0' = C_0 + C_э'$, где $C_0$ — емкость вспомогательного конденсатора; $C_э'$ — входная емкость электрометра с емкостью подводящих проводов, т. е. $C_э' = C_э + C_п$, где $C_э$ — входная емкость электрометра; $C_п$ — емкость соединительных проводов. При измерении малых $R_и$ обычно выбирают

$$C_0 \gg C_э' + C_и. \tag{4-36}$$

Если мы могли бы выделить ток $i_2$, то сопротивление определилось бы $R_и = U_c/i_2 = U_c/(i_3 + i_4 - i_1)$. Определим токи:

$$i_4 = U_0/R_0; \tag{4-37}$$

$$i_1 = C_и \frac{dU_c}{dt}; \tag{4-38}$$

$$i_3 = C_0' \frac{dU_0}{dt}. \tag{4-39}$$

Из (4-35) следует, что

$$dU_c = -dU_0. \tag{4-40}$$

Подставив найденные значения токов (4-37), (4-38), (4-39) в (4-30) и учтя (4-35) и (4-40), получим $R_и = (U - U_0) \Big/ \left[ (C_0' + C_и) \frac{dU_0}{dt} + U_0/R_0 \right]$. Разделив переменные и произведя интегрирование, будем иметь

$$\lg [UR_0 - U_0 (R_и + R_0)] = -t (R_0 + R_и) / \left[ (C_0' + C_н) R_0 R_и \right] + A. \tag{4-41}$$

При $t=0$, $U_0=0$ $A = \lg UR_0$

Разложив (4-41) в ряд и беря первый член, получим для $R_и$ [1-22, 4-96]:

$$R_и \approx Ut / \left[ U_0 (C_0' + C_и) \right]. \tag{4-42}$$

Учитывая (4-36), выражение (4-42) можно упростить: $R_и \approx Ut/(C_0 U_0)$.

Хотя $R_0$ не вошло в (4-42), оно должно быть большим, т. е. $R_0 > R_и$. В качестве $C_0$ используется высококачественный конденсатор с пленочным диэлектриком типа полистирола или фторопласта. При измерении высоких $R_и$ конденсатор $C_0$ с необходимыми качествами выбрать затруднительно и его можно не включать в схему. В этом случае схема становится подобной

приведенной на рис. 4-11, *г*. Напряжение на испытуемом конденсаторе уменьшается за счет саморазряда по закону:

$$U_c = Ue^{-t/\left[\left(C'_э + C_и\right) R_и\right]}. \quad (4\text{-}43)$$

Разложив ((4-43) в ряд и взяв два первых члена, получим $U_c \approx U - Ut/[(C_и + C_э')R_и]$. Учтя (4-35), получим $U_0 \approx Ut/[(C_и + C_э')R_и]$, откуда

$$R_и \approx Ut/[U_0(C'_э + C_н)]. \quad (4\text{-}44)$$

Выражение (4-44) можно получить и из (4-42), положив $C_0 = 0$. Обычно [1-5] формулу (4-44) преобразуют к виду

$$R_и \approx C_и tU/[U_0(C_и + C'_э)C_и]. \quad (4\text{-}45)$$

Как видно из (4-45), дальнейшее увеличение предела измерения $R_и$ ограничивает собственная емкость электрометра с подводящими проводами. Исключение влияния этих емкостей достигается применением компенсационных методов (см. § 4-4).

### Б. МЕТОД РАЗРЯДА

Метод разряда[1] уже давно применяется для оценки конденсаторов и электрической изоляции, в особенности при высоких значениях $R_и$. Как показано В. Т. Ренне [1-28, 4-43], зависимость скорости саморазряда от заряжающего напряжения или от напряженности поля в момент заряда может быть использована как критерий качества бумажного конденсатора, работающего в цепи постоянного тока. Скорость саморазряда выражается [1-28] как отношение снижения напряжения за определенный промежуток времени (30 *мин*) к величине зарядного напряжения. Для высоковольтных конденсаторов данный метод позволяет наиболее простыми средствами измерить $R_и$ при рабочих напряжениях [4-19]. Схемы данного метода изображены на рис. 4-11. Сущность метода разряда заключается в том, что испытуемый конденсатор предварительно заряжается от источника напряжения и затем отключается от него и подсоединяется к измерителю напряжения (рис. 4-11, б), по которому отмечают уменьшение напряжения на конденсаторе с течением времени [1-28—1-32, 1-40, 4-71, 4-80]. Возможна схема (рис. 4-11, *г*), при которой измерение напряжения на конденсаторе при заряде и разряде производится одним и тем же прибором [4-16, 4-98, 4-101]. Часто употребляется схема (рис. 4-11, *д*), позволяющая определить малые изменения напряжения на конденсаторе при саморазряде [4-68, 4-70, 4-74—4-76, 4-102]. В этой схеме измеритель напряжения 3 указывает на разность напряжений $\Delta U$ между источником питания и испытуемым конденсатором при-

---

[1] Иногда называют методом саморазряда, имея при этом в виду, что отключенный конденсатор разряжается на собственное $R_и$.

чем $\Delta U$ характеризует уменьшение напряжения на конденсаторе за данный промежуток времени. Иногда для ускорения процесса разряда испытуемого конденсатора применяется схема рис. 4-11, *в*, у которой в отличие от схемы рис. 4-11, *б* параллельно измерителю *3* включается известное образцовое сопротивление $R_0$. Укажем кратко на особенности этих схем. Для схем рис. 4-11, *б—г* на основании (4-43) величина $R_и$ может быть определена по данным измерения $U_c$ и $t$, т. е.

$$R_и = t/\left(C_и \ln \frac{U}{U_c}\right), \qquad (4\text{-}46)$$

либо [1-40] $R_и = 0{,}43\, t/[(\lg U - \lg U_c) C_и]$ — для схем рис. 4-11, *б*, *д*, *ж*, $R_и = tR_0/[C_и R_0 \ln(U/U_c) - t]$ — для схемы рис. 4-11, *г*, где $t$ — время саморазряда; $C_и$ — величина емкости испытуемого конденсатора; $U$ — величина напряжения источника питания; $U_c$ — напряжение на испытуемом конденсаторе через время $t$; $R_0$ — величина дополнительного сопротивления в схеме 4-11, *в*.

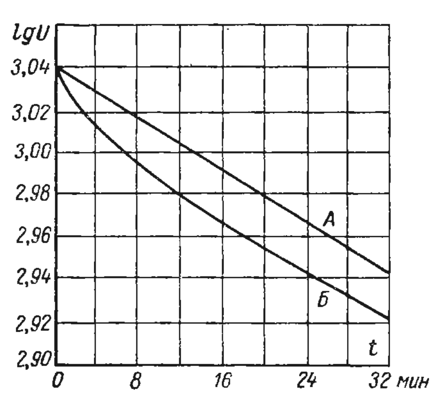



Рис. 4-12. Кривые саморазряда бумажного конденсатора $C = 1$ *мкф*, пропитанного головаксом: А — время заряда 40 *мин*; Б — время заряда 25 *сек*

При испытании конденсатора, кривая разряда которого резко отличается от экспоненты (рис. 4-4, *б*, *в*), его постоянную времени $\tau = R_и C_и$ определяют не по формуле (4-46), а из выражения, полученного [1-29] для линейного участка зависимости $\lg U \neq f(t)$. При этом $\tau = (t_2 - t_1)/\lg(U_1 U_2)$, где $t_2 - t_1$ — интервал времени для линейного участка (рис. 4-4, *в*). Для конденсаторов, не обладающих абсорбцией, $\lg U = f(t)$ выражается прямой линией даже при малых временах заряда конденсатора $C_и$ (рис. 4-4, *в*). Для конденсаторов с абсорбцией прямая линия получается при больших временах заряда, при которых емкость $C_а$ (рис. 4-3) успевает зарядиться. На рис. 4-12 изображены кривые саморазряда [1-28] для бумажного конденсатора при временах заряда 25 *сек* и 40 *мин*. Из рисунка видно, что при малом времени заряда наблюдается отклонение от линейности в начальной стадии функции $\lg U = f(t)$ за счет дозаряда емкости $C_а$, что в начальный период саморазряда снижает напряжение на конденсаторе. Измерители напряжений, использованные в этих схемах, должны обладать высоким входным сопротивлением, превышающим значение $R_и$, т. е. $R_{вх} \gg R_и$. Как и в случае с генератором тока,

если $R_и = R_{вх}/10$, ошибка в $R_и$ за счет низкого входного сопротивления измерителя достигает $\pm 10\%$.

Другими источниками ошибок при определении сопротивления изоляции методом саморазряда являются: погрешность измерения времени $t$; погрешности в определении $U$, и в особенности $U_c$; погрешности за счет неточного знания величин $C_и$ и $R_0$.

Сравнение метода саморазряда при использовании статического вольтметра с методом непосредственного измерения тока через конденсатор с помощью зеркального гальванометра показывает [1-28], что при $t=40—60$ *мин* результаты хорошо совпадают. Для схемы 4-11, *д*, в которой измеритель напряжения включен последовательно с испытуемым конденсатором, формулу для (4-46) целесообразно выразить через $\Delta U$. Выражение (4-43) для нашего случая принимает вид $U_c = Ue^{-t/(R_и C_и)}$. При $U_c > 0{,}9U$ $U_c{}^* \approx U[1 - t/(R_и C_и)]$ и

$$R_и \approx Ut/[C_и(U - U_c)] \approx Ut/(C_и \Delta U). \quad (4\text{-}47)$$

Полученное выражение удобно для расчета $R_и$ по данным схемы рис. 4-11, *д*. Выражения (4-46) и (4-47), полученные из (4-43), справедливы для случая, когда разряд конденсатора происходит по экспоненциальному закону, при этом исходят из того, что в (4-43) $C_и(t) = \text{const}$ и $R_и(t) = \text{const}$. Между тем, как известно, $R_и \neq \text{const}$ (см. § 4-1). Поэтому для определения $R_и$ необходимо провести измерения за такие промежутки времени, в течение которых можно считать, что $R_и \approx \text{const}$ [4-74, 4-75]. Рассмотрим в связи с этим более подробно измерение по схеме (рис. 4-11, *д*). Вначале $К_1$ замкнут, $К_2$ замкнут и конденсатор $C_и$ заряжается до $U$. При $t=0$ $К_2$ размыкается и начинается стадия саморазряда. При $t=t_1$ $К_2$ замыкается, а $К_1$ размыкается и измеритель *3* определяет $\Delta U_1 = U - U_{c1}$, затем $К_2$ размыкается и режим саморазряда продолжается. Через небольшой промежуток времени $t=t_2$ (в течение которого можно полагать, что $R_и$ изменилось незначительно, т. е. $R_и = \text{const}$) снова измеряют разность напряжений, т. е. ключ $К_2$ замыкается, и фиксируют $\Delta U_2 = U - U_{c2}$. Полученные данные дают возможность определения $R_и$, соответствующего $t=0{,}5(t_2 - t_1)$. За время $\Delta t = t_2 - t_1$ (4-47) преобразуется. $R_и' \approx (t_2 - t_1)U/[C_и(\Delta U_1 - \Delta U_2)] = \Delta t U/(C_и \Delta U)$.

Определенное таким образом сопротивление изоляции $R_и'$ называется мгновенным. Грэхем (Grahame F. W. и Шмидт (Schmidt D. F.) провели измерение временных зависимостей $R_и$ и $R_и'$ некоторых типов конденсаторов ($C_и = 0{,}022$ *мкф*) с диэлектриком из майлара *C* (Mylar) за время до $10^5$ *мин*. При измерении $R_и$ $\Delta t$ было равно 2 *мин*. Измеренные значения $R_и' C_и$ для некоторых конденсаторов доходили до $10^9$ *Мом* на 1 *мкф*

* При данном приближении ошибка не превышает $t^2/R_и^2 C_и^2$.

за $10^4$ *мин* саморазряда. На рис. 4-13 показан примерный ход кривых $R_и'=f(t)$ и $R_и=f(t)$, полученных в работе [4-75] для $t$ до 1000 *мин*. Интересно заметить, что кривые для $R_и'$ расположены выше, чем зависимости $R_и=f(t)$. Проведение подобных измерений требует высокостабильных источников постоянного напряжения, электрометров с высоким входным сопротивлением, малой входной емкостью и высокой разрешающей способностью.

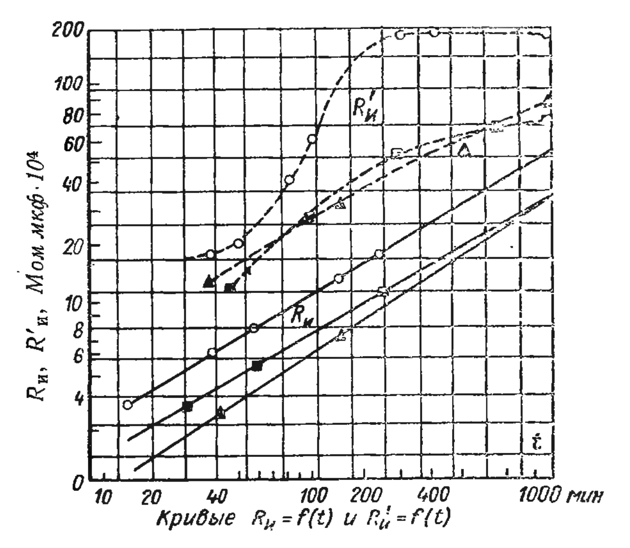



Рис. 4-13. Кривые $R_и=f(t)$: и $R'_и=f(t)$: сплошные — $R_и$; пунктирные — $R'_и$; отмеченные кружочками соответствуют зарядному напряжению 87 *в*; прямоугольниками — 173 *в*, треугольниками — 260 *в*. Время заряда 2 *мин*. $C=0{,}022$ *мкф*, $U_{раб}=400$ *в*. Кривые сняты при $T=75°$ С

При малых значениях $R_и$ и отсутствии электрометров либо статических вольтметров постоянную времени конденсатора и кривую саморазряда можно определить и с помощью неоновой лампы[1] [1-29, 4-17]. Для этого испытуемый конденсатор заряжают при замкнутом ключе К (рис. 4-11, *е*) до напряжения $U_2$, затем размыкают ключ К и начинается стадия саморазряда. При уменьшении напряжения на конденсаторе будет возрастать напряжение на неоновой лампе до тех пор, пока не достигнет $U_3$ и она не зажжется. Зная $U_1$ и $U_3$ — потенциал зажигания неоновой лампы, а также время $t$ от момента размыкания ключа К до зажигания лампы, можно определить $U_c$ и $\tau$.

Действительно, $U_c=U_1-U_3$, а из (4-46) $\tau=t/\ln[U_2/(U_1-U_3]$. Отсчет $t$ необходимо брать от момента размыкания К до первого загорания лампы, так как вслед за первой вспышкой

[1] Простой измеритель $R_и$ с применением неоновой лампы в качестве фиксатора напряжения на конденсаторе описан в работе Ашера (Asher P. [4-62]).

начинается релаксационный процесс и вспышки будут повторяться через равные, но меньшие, нежели $t$, промежутки времени. При измерении $\tau$ этим способом следует иметь в виду, что главными источниками погрешности являются конечное значение сопротивления лампы в потухшем состоянии и размытость порога зажигания (неточность определения $U_з$). Изменяя значение $U_1$ при $U_2=\text{const}$, получаем ряд значений времени $t_1$, $t_2 \ldots t_n$, соответствующих разных напряжениям $U_c$ на испытуемом конденсаторе и можем построить кривую $\ln U = f(t)$. Необходимо только выдерживать соотношение $(U_2 - U_1) < U_з$.

## В. МЕТОДЫ НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ СКОРОСТЕЙ ЗАРЯДА И РАЗРЯДА

Возможны и дифференциальные схемы измерения сопротивления изоляции конденсаторов на основе сравнения скорости заряда испытуемого и образцового конденсаторов. Некоторые схемы могут быть непосредственно получены на основе методов сравнения, описанных в [1-38, 2-40]. Дифференциальная схема сравнения скорости саморазряда конденсаторов [4-24] представлена на рис. 4-11, *ж* В этой схеме используется двухполюсный переключатель П, выполненный на янтаре или фторопласте-4, с помощью которого испытуемый и образцовый конденсаторы одновременно подключаются к источнику постоянного напряжения (положение *а*), ставятся на разряд (положение *б*) и затем подсоединяются к измерителю напряжения (положение *в*). При включении на заряд конденсаторы *2* и *5* соединяются параллельно; при подключении к измерителю *3* они оказываются соединенными последовательно. В том случае, если постоянные времени цепей одинаковы, т. е. $R_0C_0 = R_иC_и$, разность потенциалов на входе измерителя *3* будет равна нулю. При неравенстве постоянных времени цепей на входе измерителя *3* возникает разность потенциалов, направление которой однозначно определяется соотношением скоростей саморазряда сравниваемых цепей.

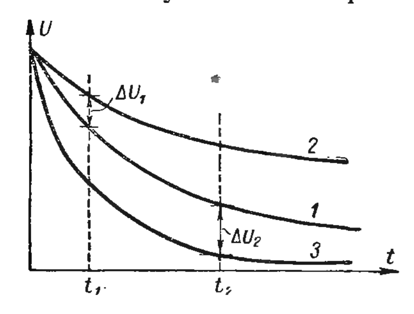



Рис. 4-14. Кривые саморазряда $C_0$ $C_и$

*1* — кривая для $C_0$; *2* — кривая для $C_и$ $R_иC_и > R_0C_0$; *3* — кривая для $C_и$ при $R_0C_0 > R_иC_и$

Таким образом, направление отклонения стрелки выходного прибора *4* измерителя может указать, какое из двух неравенств справедливо при данном $t$:

$$R_0C_0 > R_иC_и; \qquad (4\text{-}48)$$

$$R_иC_и > R_0C_0. \qquad (4\text{-}49)$$

Эти неравенства наглядно иллюстрируются кривыми саморазряда образцовой и испытуемой цепей (рис. 4-14). Выражения (4-48) и (4-49) используются при разбраковке конденсаторов по $R_и$ относительно установленного допускового значения $R_{и.д}$. Вместе с тем при известных значениях $C_0$ и $R_0$ данный метод позволяет определить и величину $R_и$; для этого необходимо, чтобы измеритель 3 использовался бы не как нулевой индикатор, а имел шкалу, градуированную в значениях напряжения. Действительно, разность напряжений на конденсаторах согласно (4-43) будет

$$\Delta U = U\left[e^{-t/(R_и C_и)} - e^{-t/(R_0 C_0)}\right]. \qquad (4\text{-}50)$$

Решив (4-50) относительно $R_и$, получим [4-59]

$$R_и = (tR_0C_0/C_и)\{t - R_0C_0 \ln\left[(\Delta U/U)\, e^{t/(R_0C_0)} + 1\right]\}, \qquad (4\text{-}51)$$

где $\Delta U$ — разность напряжений; $t$ — время, по истечении которого снимается отсчет $\Delta U$; $C_0R_0$ — величина емкости и сопротивления образцовой цепи; $C_и$ — величина емкости испытуемого конденсатора.

Выбор времени отсчета достаточно произволен, поэтому можно выбрать некоторые значения $t$, упрощающие расчет $R_и$ по (4-51), а именно: при $t \ll R_0C_0$

$$R_и \approx (tR_0C_0/C_и)\{t - R_0C_0 \ln[(\Delta U/U) + 1]\}. \qquad (4\text{-}52)$$

В случае, если $t = R_0C_0$,

$$R_и \approx (R_0C_0/C_и)\{1 - \ln[(\Delta Ue/U) + 1]\}. \qquad (4\text{-}53)$$

Исследование погрешности измерения $R_и$ по (4-51) показывает, что наименьшая погрешность определения при прочих равных условиях обеспечивается в случаях, когда

$$R_иC_и \leqslant R_0C_0. \qquad (4\text{-}54)$$

Соотношение (4-54) позволяет также упростить расчетные формулы, если учесть, что при малых $\Delta U$, $\ln[\Delta U/U) + 1] \approx \Delta U/U$. В этом случае (4-52) и (4-53) значительно упрощаются: $R_и \approx (tR_0C_0/C_и)/(t - R_0C_0\Delta U/U)$ и $R_и \approx (R_0C_0/C_и)/(1 - e\Delta U/U)$.

Для правильной оценки $R_и$ представляется важным выбор конденсатора $C_0$. В качестве $C_0$ обычно выбирают конденсатор с высоким значением сопротивления изоляции при данном напряжении $U$ и малыми токами абсорбции. Цепь образцовой постоянной времени $R_0C_0$ создается параллельным подключением к $C_0$ резистора $R_0$, величина которого при том же напряжении $U$ известна с нужной точностью. При таком выборе параметров образцовой цепи возможно измерение сопротивления изоляции конденсаторов, имеющих малые коэффициенты абсорбции $k_а$. При необходимости применения метода сравнения

для испытания конденсаторов, имеющих заметные токи абсорбции, следует в образцовом плече использовать конденсатор с абсорбцией, считающийся годным по сопротивлению изоляции $R_и$, величина которой предварительно определяется любым другим способом, либо включить схему, показанную на рис. 4-3, *б*, причем приближенные значения $r_а$ и $C_а$ получают экспериментально на основе измерения $k_а$ у нескольких конденсаторов из партии, подлежащей разбраковке (см. § 4-6). При этом предполагается, что конденсаторы этой партии имеют одинаковые по величине коэффициенты абсорбции $k_а$.

Интересная схема приведена на рис. 4-11, *з*. Схема предложена Б. М. Докукиным. Она похожа на схему рис. 4-11, *ж* и отличается от нее следующими особенностями: $R_0C_0 \gg R_иC_и$; вместо измерителя напряжения с большим входным сопротивлением используется измеритель тока с малым сопротивлением. Указанные особенности делают схему рис. 4-11, *з* родственной схеме рис. 4-6, *а* с той разницей, что роль источника напряжения[1] принимает на себя конденсатор $C_0$, а $R_в$ очень мало (для схемы рис. 4-11, *з* $R_в$ — внутреннее сопротивление микроамперметра). Благодаря малости $R_в$ отсчет величины измеряемого тока утечки испытуемого конденсатора $C_и$ можно снимать (даже при сравнительно больших емкостях) через небольшое время, так как $\tau$ (4-22) достаточно мало. Так, например, при $R = 1000$ *ом* и $C_и = 200$ *мкф* постоянная $\tau$ не превышает 0,2 *сек*. Величина тока утечки испытуемого конденсатора может быть подсчитана из следующего соотношения:

$$I_{ут} = I_0(1 + C_и/C_0), \qquad (4\text{-}55)$$

где $I_0$ — значение тока, отсчитанное по микроамперметру *6*. Величина $R_и$ может быть определена по (4-3). Выражение (4-55) справедливо при $R_0C_0 \gg R_иC_и$, и во всех случаях, когда это неравенство удается выдержать, схема может быть использована для быстрого измерения малых токов утечки конденсаторов больших емкостей. Следует учесть, что как и рассмотренная выше схема рис. 4-11, *ж*, данная схема также наилучшим образом пригодна для измерения тока утечки конденсаторов, имеющих малые коэффициенты абсорбции $k_а$. При больших токах абсорбции испытуемого конденсатора потребуется выдерживать конденсаторы под зарядом большое время для того, чтобы успели зарядиться емкости $C_а$ (рис. 4-3), кроме того, определить величину емкости $C_и$ с учетом $C_а$. В противном случае, если в (4-55) подставлять значение $C$, полученное при измерении на переменном токе ($C_\infty$), возможна дополнительная погрешность. Следует иметь в виду, что при больших $k_а$ (см. § 4-1) $C$ за счет $C_а$ увеличивается на 5—6% [2-6, 2-40].

---

[1] Источник обладает большой стабильностью напряжения.

## А. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Компенсационный метод был впервые предложен и использован Таунсендом (Townsend J. S.) еще в 1900-х годах при измерении слабых токов, вызванных движением ионов в газе [4-95]. В дальнейшем метод получил развитие в работах

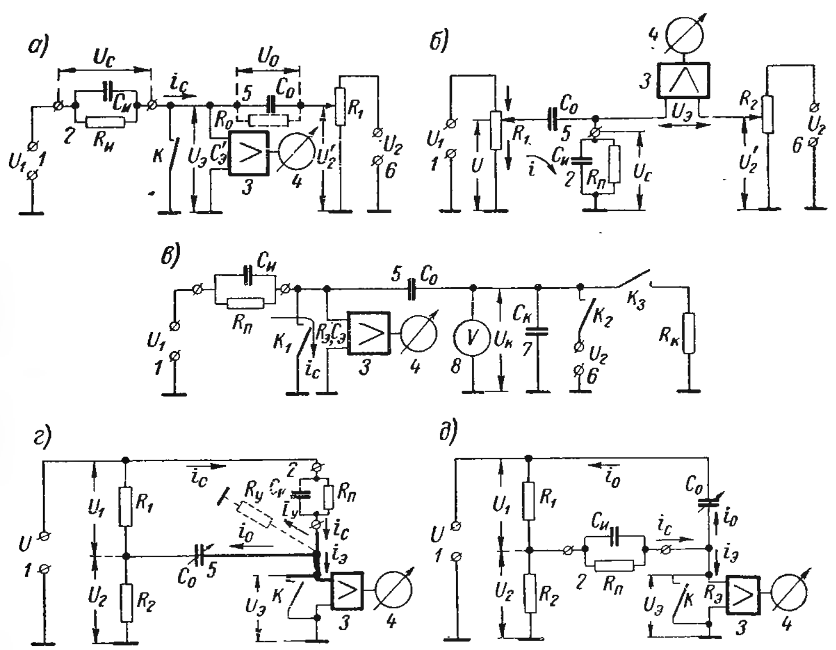



Рис. 4-15. Схемы измерения $R_и$ на основе компенсационного метода

*1* — источник напряжения; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — усилитель; *4* — выходной прибор; *5* — опорный конденсатор; *6* — источник компенсирующего напряжения; *7* — конденсатор $C_к$; *8* — измеритель напряжения; $K$, $K_1$, $K_2$, $K_3$ — ключи

М. М. Михайлова и др. [1-22, 4-8, 4-44, 4-86] как способ, исключающий влияние емкости электрометра и проводов при измерении высоких $R_и$ методом заряда (см. § 4-3). В схеме Таунсенда (рис. 4-15, *а*) измерение выполняется всегда при напряжении на электрометре[1], равном нулю, что указывает на отсутствие заряда на емкости электрометра и подводящих проводах. Когда ключ К замкнут, конденсаторы $C_п$ и $C_0$ заряжаются от источников напряжения до $U_1$ и $U_2$ соответственно. В некоторый момент, который считается началом отсчета времени ($t=0$), размыкается ключ К и электрометр отсоединяется от земли. Конденсатор $C_и$ начинает разряжаться, напряжение $U_c$

[1] В первой схеме был использован бусинковый электрометр [4-95].

уменьшается и ток $i_c$ начинает заряжать $C_э'$ и $C_0$. Падение напряжения $U_c$ можно скомпенсировать, перемещая движок переменного резистора $R_1$. Компенсация будет достигнута, когда напряжение на электрометре будет равно нулю[1], $U_э=0$. В любой момент времени напряжение на электрометре будет $U_э = U_2' - U_c$. Если потенциал $U_э$ остается неизменным, то зарядка $C_э'$ — емкости электрометра и соединительных проводов — будет отсутствовать, а ток $i_c$ будет заряжать только конденсатор $C_0$, поднимая потенциал $U_0$. В момент компенсации $U_0=U_2'$ и $U_0=U_c$. В том случае, когда сопротивление изоляции конденсатора $C_0$ велико, т. е. $R_0 \gg R_и$, можно считать, что весь ток $i_c$ пошел на зарядку $C_0$ и ответвившаяся часть на $R_0$ близка к нулю. Тогда заряд на конденсаторе $C_0$ будет $q_0=U_0C_0=\int^t i_c dt=I_c t$, а $I_c=U_0C_0/t=U'_2C_0/t$ и $R_и=t/C_0$.

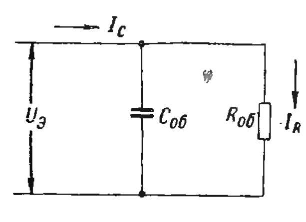


Рис. 4-16. Эквивалентная схема утечки

Найдем общую проводимость, шунтирующую $C_и$,

$$Y_{об}=1/R_{об}=1/R_0+1/R_э+1/R_{и.пр}+1/R_и .$$

Эквивалентная схема паразитной утечки показана на рис. 4-16. Для большинства практических случаев $R_{об} \approx R_0$, $C_{об} \approx C_0$. Ток $i_R$, ответвляющийся через $R_{об}$, и ток $i_c$ будут определяться как $i_R=U_э/R_{об}$,

$$i_c = i_R + C_{об}\frac{dU_э}{dt} = i_R + C_{об}R_{об}\frac{di_R}{dt} . \qquad (4\text{-}56)$$

При $t=0$ $U_э=0$ и $i_R=0$. Решение дифференциального уравнения (4-56) дает $i_R=i_c[1-e^{-t/(R_{об}C_{об})}] \approx [i_c/(C_{об}R_{об})][1 - t/(2C_{об}R_{об})]$. Если постоянная времени $C_{об}R_{об}$ мала, то $i_c \approx U_эC_{об}/t+U_эY_{об}/2$. Таким образом, при методе компенсации влияние сопротивления $R_0$, изоляции цепей электрометра $R_э$, соединительных проводов $R_{и.пр}$ сказывается в конечном счете на величине тока $i_c$, заряжающего конденсатор $C_0$.

## Б. МЕТОДЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ТОК СМЕЩЕНИЯ КОНДЕНСАТОРА ПОСТОЯННОЙ ЕМКОСТИ

Схема с генератором тока на конденсаторе $C_0$ приведена на рис. 4-15, *б*. Она похожа на схему рис. 4-7, *б* лишь с той разницей, что в схеме рис. 4-15, *б* использован генератор за счет тока смещения конденсатора $C_0$ [4-1, 4-1а, 4-69, 4-82, 4-100] и применен метод компенсации. Известно, что ток смещения

[1] Некоторые авторы [4-57] называют подобные схемы двухплечими мостами. Нам представляется это название менее удачным.

при изменении емкости конденсатора и напряжения на нем можно определить из выражения

$$i=\frac{dq}{dt}=C\frac{dU}{dt}+U\frac{dC}{dt}. \qquad (4\text{-}57)$$

Таким образом, если при $C_0=\text{const}$ изменять напряжение на конденсаторе по линейному закону, то ток смещения конденсатора остается постоянным.[1] Действительно, ток $i$ (рис. 4-15, *б*) будет

$$i=C_0\frac{dU}{dt}\left\{1-e^{-t/[R_и(C_0+C_и+C_э)]}\right\}. \qquad (4\text{-}58)$$

Если напряжение на конденсаторе, снимаемое с переменного резистора $R_1$, будет изменяться по линейному закону (от $U_0$ до нуля за время $t_0$), то при $t_0 \gg R_и(C_0+C_и+C_э)$, $i=C_0U/t=I=\text{const}$. Генерируемый конденсатором $C_0$ ток создает на $R_и$ (после окончания стадии заряда) установившееся напряжение $U_c$, которое и измеряется компенсационным методом через напряжение $U_2'$. При $U_э=0$ $U_c=IR_и=U_2'$, откуда $R_и=U_2'/I=U_2't_0/(C_0U_0)$.

Данный метод с успехом используется для измерения высокомегомных резисторов [4-78, 4-100]. Следует указать, что все ограничения, установленные в § 4-2, при измерении $R_и$ с использованием генератора тока сохраняются и в случае метода компенсации. Для некоторых случаев измерения представляется более удобным получать [4-64] компенсирующий ток не за счет подачи плавно меняющегося напряжения (снимаемого с переменного резистора) на конденсатор, а путем разряда другого, вспомогательного конденсатора (рис. 4-15, *в*). В этом случае отпадает необходимость в применении потенциометра и системы с мотором для поворота его движка.

Эквивалентная схема цепи измерения тока $I_c$ изображена на рис. 4-17. Ток $I_0$ — ток компенсации, появляющийся за счет изменения напряжения на $C_0$ посредством разряда конденсатора $C_к$ на сопротивление $R_к$. Разряд можно прервать в любое время, разомкнув $K_3$ и на квазистатическом вольтметре $V$ можно отсчитать напряжение $U_к$, до которого разрядился конденсатор $C_к$. Запишем некоторые важные соотношения схемы рис. 4-17.

Компенсирующий ток $I_0=C_0\frac{dU_0}{dt}=C_0\frac{d(U_к-U_э)}{dt}$. Общий ток входной цепи электрометра

$$I_э=I_э'+I_э''=I_c+I_0=I_c+C_0\frac{d(U_к-U_э)}{dt}, \qquad (4\text{-}59)$$

---

[1] Генератор тока за счет тока смещения конденсатора впервые описан в работе [4-100].

где $I_э' = U_э/R_э$ — ток, протекающий через входное сопротивление $R_э$; $I_э''$ — ток, протекающий через входную емкость $C_0$,

$$I_э'' = C_э = \frac{dU_э}{dt};\qquad (4\text{-}60)$$

$U_к = U_2 e^{-t/(R_к C_к)}$ — напряжение на вспомогательном конденсаторе $C_к$; скорость изменения $U_к$ будет

$$\frac{dU_к}{dt} = -[U_2/(R_к C_к)]\, e^{-t/(R_к C_к)}.\qquad (4\text{-}61)$$

Из (4-59) и (4-60)

$$U_э = (1/C_э)\int I_э'' \, dt = (1/C_э)\int (I_э - I_э')\, dt =$$
$$= (1/C_э)\int (I_э - U_э/R_э)\, dt.\qquad (4\text{-}62)$$

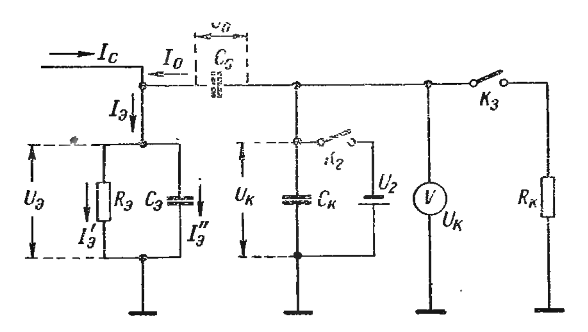



Рис. 4-17. Эквивалентная схема цепи измерения тока

Если продифференцировать (4-62) и учесть (4-61), можно получить дифференциальное уравнение первого порядка относительно $U_э$:

$$\frac{dU_э}{dt} + U_э/[(C_0 + C_э) R_э] + U_2 C_0/[(C_0 + C_э) R_к C_к]\, e^{-t/(R_к C_к)} -$$
$$- I_c/(C_0 + C_э) = 0.\qquad (4\text{-}63)$$

Решение уравнения (4-63) относительно $U_э$ дает

$$U_э = I_c R_э - U_к C_0 R_э/\tau_к,\qquad (4\text{-}64)$$

где $\tau_к = R_к C_к$.

Решение (4-64) получено при условии, что $\tau_к \gg R_э(C_0 + C_э)$ и $e^{-t/\tau_к} \gg e^{-t/[R_э(C_0+C_э)]}$. При достижении компенсации $U_э = 0$ она получается при вполне определенном значении напряжения $U_э$ на вспомогательном конденсаторе $C_к$ при его разряде на сопротивление $R_к$. Пусть $U_к = U_{к0}$ при $U_э = 0$, тогда из (4-64) получим $I_c = U_{к0} C_0/\tau_к = U_{к0} C_0/(R_к C_к)$. При этом величина измеряемого сопротивления $R_и = U_1/I_c = U_1 R_к C_к/(U_{к0} C_0)$. Значение $U_{к0}$ отмечают по прибору *8* (рис. 4-15, *в*) при достижении нуля на выходном приборе *4*.

## В. МЕТОДЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ТОК СМЕЩЕНИЯ КОНДЕНСАТОРА ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ

В схемах с постоянным конденсатором (рис. 4-15, *б*, *в*) ток компенсации получается за счет изменения во времени напряжения на конденсаторе. Если изменять емкость конденсатора, при $U=\mathrm{const}$, то образуется ток, пропорциональный изменению емкости, т. е. $i=U\frac{dC}{dt}$. Этот способ широко используется при параметрической модуляции, в параметрических усилителях, динамических электрометрах и т. д. На рис. 4-15, *г*, *д* приведены схемы, использующие данный способ компенсации [1-37, 4-36, 4-69, 4-79, 4-92]. Рассмотрим более подробно схему Хигса (Higgs P. J.) [4-79]. Заряд испытуемого конденсатора *2* и вспомогательного (компенсирующего) имеет место во время, когда ключ К замкнут (рис. 4-15, *г*). При этом испытуемый конденсатор должен зарядиться до полного напряжения источника $U$, а вспомогательный — до $U_2$. После окончания стадии заряда ключ К размыкается и через электрометр *3* начинает протекать ток $i_э$, который и компенсируется током смещения $i_0$, появляющимся за счет уменьшения емкости конденсатора $C_0$ на $\Delta C_0$ за время $\Delta t$. Результирующий ток до компенсации будет

$$I_э=I_c-I_0-I_{ут}=(U-U_э)/R_и-(U_2-U_э)\,\Delta C_0/\Delta t-U_э/R_{ут}, \quad (4\text{-}65)$$

где $R_{ут}$ — сопротивление утечки входной цепи электрометра и проводов, выделенных жирной линией на рис. 4-15, *г*. При компенсации $I_э=0$ и $U_э=0$. В этом случае $U/R_и-U_2\Delta C_0/\Delta t=0$,

$$R_и=U\Delta t/(U_2\Delta C_0). \quad (4\text{-}66)$$

Заметим, что при полной компенсации утечка в цепях, связанных с электрометром ($R_{ут}\neq\infty$), не оказывает влияния на результат определения $R_и$. Лишь в том случае, если $R_{ут}\ll R_и$, может быть внесена ошибка за счет уменьшившейся разрешающей способности электрометра и связанной с этим потери четкой индикации состояния компенсации. Величину погрешности можно определить из следующей формулы: $\delta=U_эR_и/(UR_{ут})$. Ошибка в определении компенсации на $U_э=10$ *мв* при $U=100$ *в* и $R_{ут}=0{,}001\ R_п$ будет $\delta=10\%$. Высокие значения $R_и$ могут потребовать для компенсации больших значений $\Delta t$. Уменьшить $\Delta t$ можно выбором меньшего значения $\Delta C_0$ либо уменьшением $U_2$. С другой стороны, если $\Delta t$ получаются очень малыми (неудобными для отсчета), то это указывает на низкие значения $R_и$. В этом случае следует увеличить $\Delta C_0$ и $U_2$. Интересно, что, если не осуществлять компенсацию изменением емкости конденсатора $C_0$ или отключить его (рис. 4-15, *г*), получим уже известную схему определения $R_и$ по измерению падения напряжения на входном сопротивлении электрометра (рис. 4-6, *а*).

На рис. 4-15, *д* представлена схема, удобная для измерения $R_и$ при более низких напряжениях, нежели схема рис. 4-15, *г*, так как в ней испытуемый конденсатор включается через делитель напряжения[1]. Для схемы рис. 4-15, *д* $R_и=U_2\Delta t/(U\Delta C_0)$. На основе этой схемы Рождественская Т. Б. и Панкратов Г. Ф. разработали прецизионную аппаратуру для измерения сопротивления в диапазоне $10^9$—$10^{14}$ *ом* [4-35, 4-36, 4-46].

## 4-5. Схемы измерительных цепей автоматических систем и устройств для разбраковки конденсаторов

### А. СХЕМЫ С ПОДЗАРЯДОМ ИСПЫТУЕМОГО КОНДЕНСАТОРА

Как было показано в § 4-2, при использовании схемы рис. 4-6, *б* удается значительно сократить время $t_1$, тем не менее при больших значениях (см. табл. 4-2) оно остается еще достаточно высоким. Как показано Багровым Н. А., Николаевой Н. И. и Гессеном Г. В. [4-4, 4-7, 4-59], сокращение времени может быть достигнуто, если в момент начала измерения (по окончании стадии заряда) дать измерительному напряжению приращение $\Delta U$, компенсирующее частичный разряд конденсатора с постоянной времени $\tau$ (4-20). Действительно, в начале измерения (при $t=0$) конденсатор (4-18) заряжен до полного напряжения источника, а при установившемся режиме — до меньшего значения напряжения, определяемого из выражения (4-19). Для того чтобы снять отсчет через меньшее время, нежели определяемое из (4-23), необходимо скорее привести напряжения на конденсаторе и измерителе к установившимся значениям. Это можно сделать, если выбрать величину приращения

$$\Delta U = UR_0'/R_и. \tag{4-66}$$

Подав это дополнительное напряжение[2] при $t=0$, мы компенсируем тем самым уменьшение напряжения на конденсаторе и оно остается равным $U$. Действительно, подставив в (4-18) $U=U+\Delta U$, получим

$$U_c = (U/R_и)\left[R_и + R_0'e^{-\left(R_0'+R_и\right)t/\left(R_0'R_иC_и\right)}\right].$$

Теперь при $t\to\infty$ $U_c=U$. Таким образом, схема рис. 4-18, *а* позволяет провести измерение сразу же после размыкания ключа К, если суметь подать на $C_и$ дополнительно к измерительному напряжению величину $\Delta U$ из (4-66). Так как

[1] Данная схема была использована Скоттом (Scott A. H.) для измерения высокомегомных резисторов при низких напряжениях [4-91].

[2] Дополнительное напряжение подается последовательно [4-7] либо параллельно [4-93] зарядному напряжению.

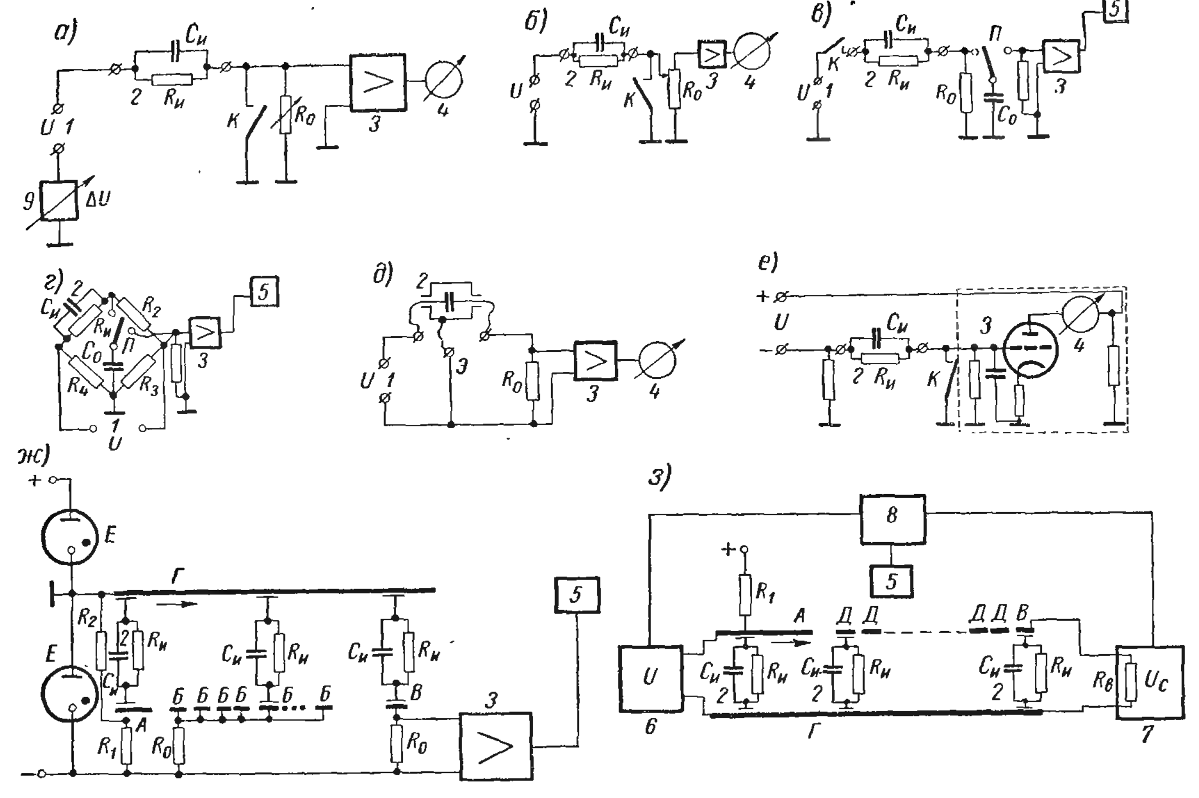



Рис. 4-18. Блок-схемы устройств для разбраковки конденсаторов по $R_и$

1 — источник напряжения; 2 — испытуемый конденсатор; 3 — усилитель; 4 — выходной прибор; 5 — исполнительное устройство; 6 — измеритель напряжения $U$; 7 — измеритель напряжения $U_c$; 8 — блок сравнения напряжений; 9 — источник $\Delta U$; А — позиция заряда конденсатора; Б — позиция для достижения установившегося режима; В — измерительная позиция; Г — общая шина; Д — позиция саморазряда; Е — стабиловольт; К — ключ; П — переключатель; $R_0$ — образцовое сопротивление; $R_1$ — зарядное сопротивление; $C_0$ — вспомогательный конденсатор

до измерения $R_и$ бывает неизвестно, определить точно $\Delta U$ не представляется возможным. Поэтому схему рис. 4-18, *а* удобнее использовать для разбраковки конденсаторов относительно установленной нормы по сопротивлению изоляции. Если допусковое значение $R_{и\text{-}д}$, то

$$\Delta U_1 = UR'_0/R_{и.\,д}. \tag{4-67}$$

При добавлении $\Delta U_1$ к напряжению $U$ (после размыкания ключа К) стрелка выходного прибора сразу же устанавливается на отметку шкалы, соответствующую $R_{и.\,д}$. Для конденсатора, у которого $R_и > R_{и.\,д}$, стрелка указателя по достижении значения $R_{и.\,д}$ начнет медленно двигаться в сторону больших сопротивлений, а при $R_и < R_{и.\,д}$ — в сторону меньших сопротивлений изоляции. Если в приборе предусмотрена возможность плавной регулировки $\Delta U$, то, изменяя ее в сторону больших значений (когда указатель *4* движется к меньшим сопротивлениям) либо уменьшая (при движении указателя *4* в сторону больших сопротивлений), можно остановить движение стрелки указателя и отсчитать значение сопротивления изоляции конденсатора $R_и$. Для сохранения постоянным общего сопротивления в сеточной цепи первой лампы усилителя иногда употребляется схема рис. 4-18, *б* с делителем, подобным шунту Айртон-Пери. В этой схеме испытуемый конденсатор подключается к части общего сопротивления делителя. Обычно цепь заряда испытуемого конденсатора и анодная цепь усилителя питаются от раздельных источников. Возможна схема и с одним источником (рис. 4-18, *е*). Данная схема использована в приборе ТО-4 фирмы «Спрэг» (США).

## Б. СХЕМЫ С КОММУТАЦИЕЙ ВСПОМОГАТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА

На рис. 4-18, *в*, *г* приведены схемы, использованные в автоматических системах для разбраковки слюдяных конденсаторов [4-12—4-14, 5-84], являющиеся разновидностью схем рис. 4-6 и 4-8 и отличающиеся от последних особенностями входной части усилительного устройства. В этих схемах вспомогательный конденсатор $C_0$ с помощью переключателя П подключается к образцовому сопротивлению $R_0$ либо к измерительной диагонали моста и после окончания переходных процессов оказывается заряженным до напряжения $U_0$, величина которого пропорциональна величине $R_и$ или соотношению $R_и$ и $R_{и.\,д}$. Если теперь переключателем П подсоединить $C_0$ (заряженный до $U_0$) к усилителю *3*, то на его входе появится импульс, амплитуда которого связана с величиной $R_и$ испытуемого конденсатора. После соответствующих преобразований (усиления, ограничения и т. п.) импульс попадает на исполнительное устройство *5*, дающее команду, куда направить измеренный конденсатор в группу «годные» ($R_и > R_{и.\,д}$) или в группу «брак» ($R_и < R_{и.\,д}$).

При определении сопротивления изоляции трехзажимных конденсаторов, конденсаторов в металлических корпусах и чехлах, а также образцов диэлектриков для устранения влияния

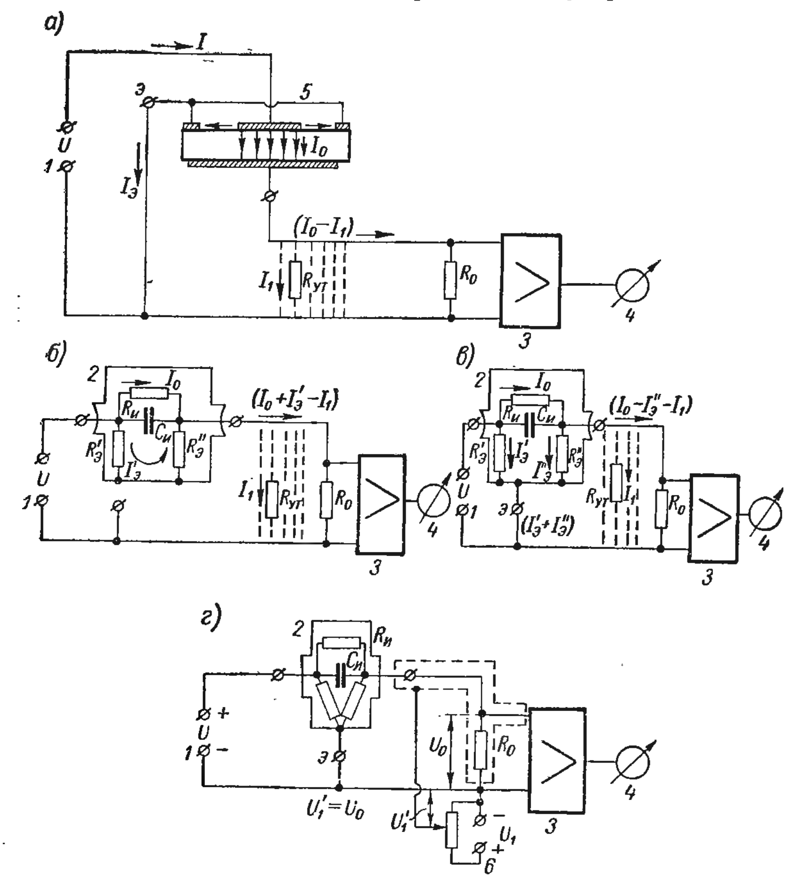



Рис. 4-19. Схемы некоторых цепей защиты

*1* — источник постоянного напряжения; *2* — испытуемый конденсатор в корпусе; *3* — усилитель постоянного тока; *4* — выходной индикатор; *5* — образец диэлектрика с электродами; *6* — источник защитного напряжения; $R'_э$, $R''_э$, $R_{ут}$ — сопротивления утечек; $R_0$ — образцовое сопротивление; *Э* — клемма цепи защиты

паразитных утечек на результат измерения используются защитные цепи. В этом случае используется обычно нулевая защита, при которой металлические корпуса конденсаторов и охранные электроды образцов диэлектриков подсоединяют к общей точке схемы, потенциал которой принимается за нулевой. На рис. 4-18, *д* приведена цепь защиты с клеммой Э для подсоединения корпуса конденсатора либо защитных электродов

(при определении поверхностного и объемного сопротивления изоляции диэлектриков) на приборах, измеряющих $R_и$ по методу амперметра и вольтметра (см. § 4-2, п. А).

Роль цепи защиты видна на рис. 4-19. При подключении охранного кольца к клемме Э (рис. 4-19, *а*) поверхностное сопротивление образца *5* не оказывает влияния на ток $I_0$ при измерении объемного сопротивления. Если корпус испытуемого конденсатора не подсоединить к клемме Э (рис. 4-19, *б*), то при измерении $R_и$ будет внесена погрешность за счет дополнительного тока $I_э'$ через паразитные утечки на корпус $R_э'$ и $R_э''$ и результат измерения окажется заниженным. При подсоединении корпуса к Э (рис. 4-19, *в*) ошибка значительно уменьшится, так как ток $I_э''$ меньше, чем ток $I_э'$. Упразднение тока $I_1$ через паразитную утечку $R_{ут}$ может быть достигнуто лишь подачей защитного потенциала (рис. 4-19, *г*) $U_1'=U_0$ на экран, охватывающий защищаемую цепь. Подобная защита называется эквипотенциальной, так как цепи, утечка тока между которыми нежелательна, приводятся к одному и тому же потенциалу. При необходимости устранить ток утечки через изолятор, крепящий, например, сопротивление $R_0$, можно изготовить изолятор из двух частей, между которыми проложить металлическую пластину и подать на нее потенциал, равный величине измерительного напряжения на $R_0$. Таким же образом выполняется эквипотенциальная защита высокомегомных делителей и в мостовых схемах [4-11].

## Г. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ АВТОМАТОВ И ПОЛУАВТОМАТОВ

На рис. 4-18, *ж*, *з* изображены схемы измерения $R_и$, получившие распространение в автоматах и полуавтоматах для контроля и разбраковки бумажных и металлобумажных конденсаторов по электрическим параметрам [1-18, 1-35, 4-22, 4-37]. Схема (рис. 4-18, *ж*) в своей основе подобна схеме рис. 4-6, но она более пригодна для применения в автоматах, так как допускает заземление одного из электродов конденсатора. Данная схема также применена и в полуавтомате КВК-4 для разбраковки слюдяных конденсаторов [1-18]. Графическое изображение ее приближено к упрощенной кинематической схеме автомата. Показана общая земляная шина Г, которой при движении конденсатора касается один из его электродов. Шина, с которой контактирует второй электрод конденсатора, разделена на отдельные позиции А, Б и В. Во время пребывания конденсатора на позиции А происходит его заряд, на позиции Б достигается установившийся режим, а на позиции В, которая обычно называется измерительной, образцовое сопротивление $R_0$ (соединенное последовательно с испытуемым конденсатором) подсоединяется ко входу усилителя вольтметра и определяется $U_0=f(R_и)$. Обычно пребывание конденсатора на позиции Б

($t=1$ *мин*) занимает большую часть времени общего цикла нахождения его в системе автомата, так как заряд и собственно измерение длятся не более нескольких секунд. Было предложено ряд способов сокращения времени $t_1$ (4-24) [4-4, 4-7, 4-28—4-30]. Наиболее практически оправданным оказался способ (рис. 4-18, *ж*) на основе подачи дополнительного напряжения на испытуемый конденсатор к началу перезаряда. Действительно, пребывая на позиции А, конденсатор заряжается до напряжения

$$U_{R_2} = ER_2/(R_1 + R_2)\,. \tag{4-68}$$

На резисторе $R_1$ при этом падает напряжение, до которого недозаряжен конденсатор $C_и$, а именно: $U_{R1}=ER_1/(R_1+R_2)$. При переходе на позицию Б заряженный до $U_{R2}$ конденсатор $C_и$, соединенный с $R_0$, подключается на полное значение $E$ и в цепь добавляется

$$\Delta U = U_{R_1} = ER_1/(R_1 + R_2)\,. \tag{4-69}$$

Если теперь подставить (4-68) и (4-69) в (4-66) и учесть, что $R_и=R_{и.\,д}$, $\Delta U=U_{R1}$, $U_{R2}=U$ ($U$ в схеме рис. 4-18, *а*) и $R_0'=R_0$, то получим связь между элементами схемы, при которой перезаряда конденсатора не происходит и время выдержки на позиции Б можно сократить. После подстановки имеем $ER_1/(R_1+R_2)=ER_2R_0/[(R_1+R_2R_{и.\,д})]$. Сделав необходимые сокращения, получим $R_1/R_2=R_0/R_{и.\,д}$. Для определения, какое из соотношений имеет место: $R_и>R_{и.\,д}$ или $R_{и.\,д}>R_и$, необходимо выждать время[1] $t<1$ *мин*. В автоматах [4-28—4-30] $t$ находится в пределах от 10 до 20 *сек*.

Схема (рис. 4-18, *з*) основана на методе саморазряда (см. § 4-3, п. Б). На позиции А, как и в схемах рис. 4-11, *б—д*, конденсатор заряжается до напряжения $U$, измеряемого вольтметром *6*, затем конденсатор в течение 30—60 *мин* саморазряжается на свое сопротивление $R_и$, после чего подключается к вольтметру *7*, измеряющему $U_c$. Вольтметр *7* должен иметь входное сопротивление на несколько порядков большее, чем ожидаемое $R_и$, ($R_в \gg R_и$). Значение $R_и$, если необходимо, подсчитывается по (4-47). В автоматических устройствах напряжения $U$ и $U_c$ обычно поступают на сравнивающее устройство *8*, оценивающее, находится ли снижение напряжения $\Delta U=U-U_c$ в норме или превышает ее. Метод саморазряда применен в полуавтомате РССИ-3 для разбраковки секций конденсаторов и в полуавтомате ПДРК-1М2 в блоке измерения $R_и$ конденсаторов МБГ емкостью от 0,1 до 30 *мкф* при испытательных напряжениях от 160 до 1500 *в* [4-22]. Особенностью метода является необходимость выдержки длительного[2] времени саморазряда,

---

[1] Время зависит от соотношения $R_и$ и $R_{и.д}$.

[2] Для некоторых типов конденсаторов, обладающих сверхвысоким $R_и$, это время доходит до 24 *ч*.

что приводит к большим габаритам автоматических устройств, рассчитанных на сколько-нибудь приемлемую производительность, удовлетворяющую требования современного производства.

## Д. СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА УТЕЧКИ ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ

Сопротивление изоляции электролитических и оксидно-полупроводниковых конденсаторов обычно оценивается непосредственным измерением тока утечки этих конденсаторов. В измерительных приборах типов ИДЕ и РМЭ [2-40] ток утечки определяется в соответствии со схемой рис. 4-20, в. В этой схеме на конденсатор подается номинальное рабочее напряжение и определение тока утечки производится по микроамперметру *7* с переключаемыми шунтами *6* для выбора шкалы, обеспечивающей отсчет с необходимой точностью. Подобная схема [4-83а], но с питанием от импульсного генератора, описана Мидлтоном (Middleton R. G.). Импульс биполярный с таким соотношением амплитуд и частоты следования, что средний ток его равен нулю. Обычно у конденсатора с большими токами утечки проявляется нелинейная зависимость $R_и$ от напряжения ($R_и$ уменьшается с ростом $U$). Кроме того, $R_и$ может быть разным при разной полярности приложенного напряжения. Таким образом, если конденсатор с заметной утечкой приложить к указанному выше источнику биполярных импульсов, то средний ток окажется не нуль и стрелка прибора отклонится. Шкала прибора может градуироваться в значениях $I_{ут}$ либо $R_и$.

В автоматических устройствах разбраковки электролитических конденсаторов [4-20, 4-56] использованы схемы измерения $I_{ут}$, приведенные на рис. 4-20, *а*, *б*. В схеме рис. 4-20, *а* [4-56] при переходе от одного типа конденсатора к другому сопротивление $R_0$ устанавливается такой величины, чтобы при предельно допустимых $I_{ут}$ (соответствующих разным типоразмерам) на вход усилителя *3* подавалось равное напряжение. В автоматическом мосте для конденсаторов КЭ-2 [4-20] применена схема рис. 4-20, *б*, содержащая магнитный усилитель, через обмотку управления которого проходит $I_{ут}$ испытуемого конденсатора.

Интересная схема для записи зависимости тока утечки от времени с помощью пишущего гальванометра ПГ, включенного через дифференциальный усилитель (рис. 4-20, *г*), была предложена В. Т. Ренне и Л. А. Мозокиным [1-29]. В этой балансной схеме при отсутствии тока через резисторы $R_4$ и $R_5$, находящиеся в цепи сеток двойного триода *Л*, имеет место состояние равновесия, если выбрано соответствующее положение движка переменного резистора $R_2$. При замыкании ключа К равновесие нарушается за счет $I_{ут}$ испытуемого конденсатора $C_и$ и подвижная система гальванометра ПГ отклоняется на вели-

чину, пропорциональную $I_{ут}$. Изменяя напряжение $U$ (подаваемое на $C_и$) через определенные промежутки времени, можно на самописце ПГ получить серию кривых: $I_{ут}=f(t)$ и $I_{ут}=f(U)$.

Для непрерывной записи $I_{ут}=f(t)$ могут быть также использованы схемы измерения тока с датчиками Холла (рис. 4-20,

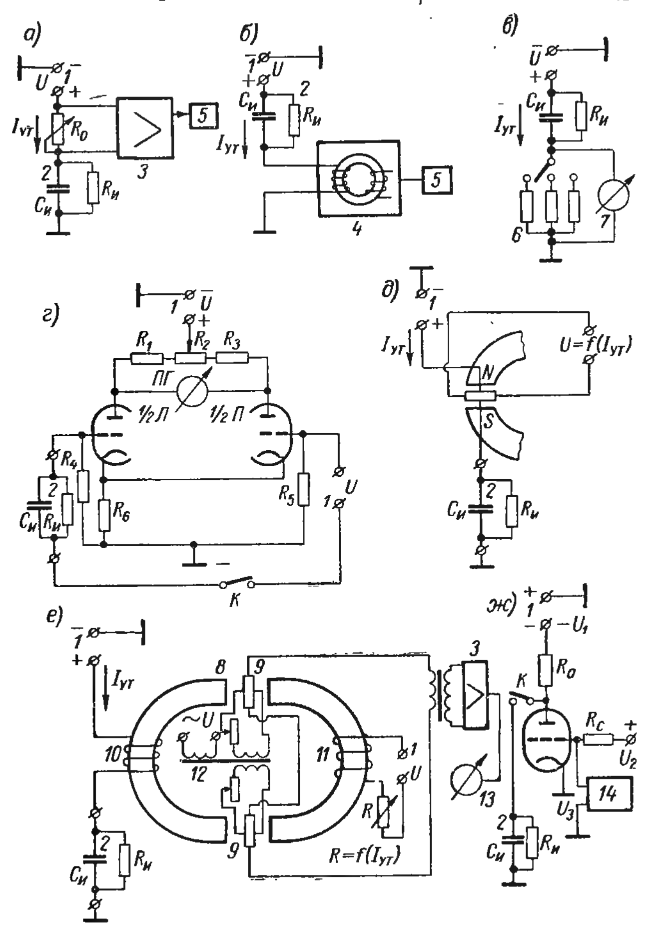



Рис. 4-20. Блок-схема измерителей тока утечки

*1* — источник напряжения; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — усилитель; *4* — магнитный усилитель; *5* — исполнительное устройство; *6* — коммутируемые шунты; *7* — микроамперметр; *8* — магнитопровод; *9* — датчик Холла; *10* — обмотка, через которую протекает измеряемый ток; *11* — обмотка, через которую протекает компенсирующий ток; *12* — трансформатор питания токовых контактов датчиков Холла; *13* — выходной прибор; *14* — измеритель напряжения

*д*, *е*). В первой из них использован прямой метод измерения тока [4-47], во второй — компенсационный. Схема рис. 4-20, *д* может быть применена для измерения больших токов, так как измеряемый ток проходит через токовые контакты элемента Холла, магнитное поле на элемент создается от отдельного

магнита, а с потенциальных контактов элемента снимается напряжение, пропорциональное измеряемому току. Для устранения влияния окружающей температуры и внешних магнитных полей измерительная система с датчиком Холла экранируется и помещается в термостат. В схеме рис. 4-20, *е* измеряемый ток проходит через обмотку возбуждения магнитопровода с двумя зазорами, в которых размещены датчики Холла. Магнитное поле измеряемого тока компенсируется полем, которое создает ток от источника *1*. Наличие компенсации определяется по нульиндикатору, состоящему из усилителя *3* и прибора *13*, устанавливающего равенство напряжений Холла[1] двух датчиков. Токовые контакты датчиков питаются от трансформатора *12*. Величина сопротивления $R$ в цепи компенсации оказывается обратно пропорциональной измеряемому току. Схема рис. 4-20, *е* более пригодна для измерения малых токов. Наличие разрезного магнитопровода с двумя датчиками в двух воздушных зазорах позволяет почти полностью устранить искажающее влияние внешних магнитных полей и металлических масс [4-38].

Схема (рис. 4-20, *ж*) была использована Парксом (Parks R. A.) в приборе для измерения $I_{ут}$ и определения поврежденных мест в отрезках кабеля [4-84]. В этой схеме на анод лампы подается напряжение отрицательной[2] полярности и используется зависимость величины положительного напряжения на сетке от напряжения на аноде. Данная зависимость может быть всегда снята практически в интересующем нас диапазоне напряжений на сетке и аноде. Для некоторых ламп подобные характеристики приведены на рис. 4-21. К лампе предъявляются требования: не пробиваться при напряжениях, необходимых для испытания изоляции, и иметь в запертом состоянии достаточно высокое сопротивление анод — катод, чтобы не шунтировать измеряемое $R_и$. Если напряжение на аноде велико и близко к $U_1$ (при большом сопротивлении $R_и$), напряжение $U_2$ недостаточно, чтобы вызвать заметный сеточный ток и $U_3 \approx U_2$. Когда $R_и$ уменьшается, напряжение на аноде падает, возникает сеточный ток и напряжение $U_3$ становится меньше $U_2$. В известных пределах можно установить зависимость $U_3 = f(R_и)$. Схему удобно использовать при отработке конденсаторов, имеющих $I_{ут}$ выше нормы. В этом случае в качестве индикатора $U_3$ используется пороговая схема, меняющая состояние равновесия при уменьшении напряжения $U_3$ ниже установленного значения и включающая сигнал брака.

**Требования к источнику измерительного напряжения.** При измерении $R_и$ у конденсаторов, обладающих большими посто-

---

[1] Цепи для компенсации неэквипотенциальности электродов Холла (на схеме рис. 4-20, *е*) опущены.

[2] Схемы с обращенными лампами находят применение. Некоторые из них описаны в [4-32]. Схема, подобная рис. 4-20, *ж*, применена и в работе [4-90]. В ней $R_и$ включено в качестве анодной нагрузки.

янными времени ($RC > 200$ *Мом·мкф*), требуются источники измерительного напряжения, лишенные как медленных, так и быстрых флюктуаций напряжения. Наилучшим образом этим требованиям удовлетворяют аккумуляторы, в особенности кислот-

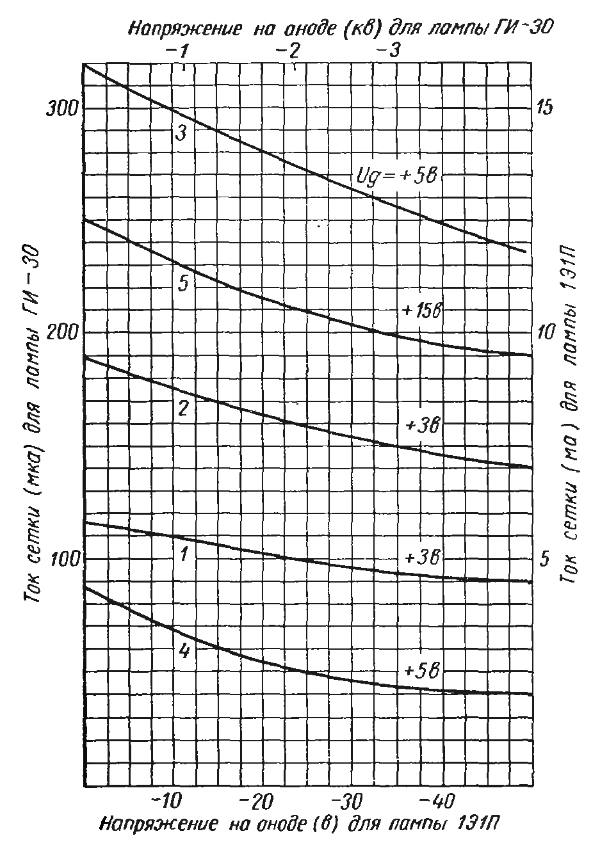



Рис. 4-21. Зависимость тока сетки от отрицательного напряжения на аноде для некоторых ламп

*1, 2, 3* — $I_g = f(-U_a)$ для лампы 1Э1П, $r_g = 11$ *ком*, $r_a = 0$ для кривых *1* и *2*; $r_a = 1 \cdot 10^9$ *ом* для кривой *3*; *4* и *5* — $I_g = f(-U_a)$ для лампы ГИ-30, $r_g = 1,1$ *ком*, $r_a - 1 \cdot 10^9$ *ом*

ные. В последнее время стали появляться высокостабильные источники напряжения на лампах и транзисторах, пригодные для питания измерителей $R_и$.

## Е. МЕРЫ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ

Для поверки тераомметров могут быть использованы меры сопротивления изоляции, представляющие собой параллельное соединение конденсаторов с $R_и > 10^{14}$ *ом* и высокомегомных резисторов типа КВМ. При этом получаются меры со значением

$R_и$ до $10^{12}$ *ом*. Подобные меры могут быть поверены с точностью $\pm 0{,}5 - \pm 1\%$. Меры $R_и$ с более высокими значениями могут быть построены на основе соединения резисторов в звезду [4-45] либо с применением схем активной имитации [4-15]. Схема активного имитатора показана на рис. 4-22. В этой схеме на входе поверяемого тераомметра *6* имитируется сопротивление, в сотни и тысячи раз превосходящее значение опорного резистора $R_0$. Действительно, это кажущееся сопротивление $R_{им} = U_2/I$, но ток $I$ может быть получен на основе измерения $U_0$, т. е. $I = U_0/R_0$, в свою очередь измеренное значение $U_1 = U_0 + U_2$. Использовав эти соотношения, можно получить $R_{им} = R_0[(U_1/U_0) - 1]$. Таким образом, при $R_0 = 10^{12}$ *ом* $U_1 = 100$ *в*, $U_0 = 1$ *мв* и $R_{им} = 10^{17}$ *ом*.

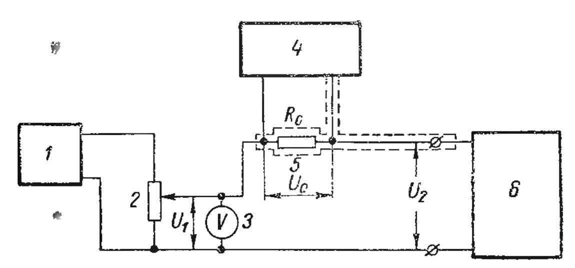



Рис. 4-22. Схема имитатора высоких значений $R_и$

*1* — стабилизированный источник постоянного напряжения; *2* — потенциометр; *3* — вольтметр; *4* — электрометр; *5* — опорный резистор; *6* — поверяемый измеритель $R_и$

Соответственно изменяя величину $U_1$ потенциометром *2*, можно получить необходимое значение $R_{им}$. При тщательном изготовлении схемы имитатора, сведении к минимуму утечек, шунтирующих $R_{им}$ (применением в качестве опорных изоляторов материалов с высоким $R_и$), можно точность имитации довести до 3—5%. Значение $R_0$ до $10^{12}$ *ом* измеряется с погрешностью $\pm 0{,}5 - \pm 1\%$, $U_0$ — с применением электрометров измеряется не хуже $\pm 3\%$. Для питания схемы имитатора пригодны высокостабилизированные источники постоянного тока, обладающие малыми пульсациями. Величина пульсации должна быть по крайней мере в десять и более раз меньше напряжения $U_0$, регистрируемого электрометром *4*.

## Ж. ВРЕМЯ ИЗМЕРЕНИЯ

Когда говорят о сопротивлении изоляции без указания времени, то имеют в виду $R_и$ из выражения 4-3. Во многих случаях приводится время измерения $t_и$.

В § 4-1 подробно указывалось о временной зависимости $R_и$ и о введенных в связи с этим таких характеристик, как «одноминутное» $R_и$, «десятисекундное» $R_и$ и т. п. Таким образом, вне зависимости от метода измерения, параметров измерительных установок, при определении $R_{и(1м)}$ отсчет значения сопротивле-

ния изоляции должен быть выполнен через $t_{п}=60$ *сек* после подачи на испытуемый конденсатор зарядного напряжения. Составными частями этого времени являются: $t_з$ — время в течение которого конденсатор заряжается до напряжения источника, $t_1$ (см. § 4-2, п. Б) либо $t$ (см. § 4-3) и т. д. Естественно, во всех случаях необходимо выбирать параметры входных цепей измерителей так, чтобы $t_1$ (4-23), (4-24) было бы меньше $t_и$. В § 4-2 было показано, что при больших значениях $C_и$ и малых $t_и$ осуществление $t_1<t_и$ связано с большими трудностями. Важно заметить, что достижение этого неравенства облегчается применением методики, изложенной в § 4-5, п. А.

В ряде случаев разбраковку конденсаторов по $R_и$ можно производить при $t<t_и$. Если значение $R_{и(1М)}$ конденсаторов во много раз больше нормы, т. е. $R_{и(1М)} \gg R_{и.д}$, то при технологической отбраковке конденсаторов, имеющих пониженное значение $R_и$, нет нужды выжидать полностью $t_и=60$ *сек* (см. § 4-5, п. Г).

## 4-6. Измерение коэффициента абсорбции

Измерение коэффициента абсорбции и исследование абсорбционных кривых приобретает с каждым годом все большую важность для оценки качества изоляционных материалов [1-27, 1-32, 4-6, 4-41, 4-43, 4-60, 4-76]. Коэффициент абсорбции является важной характеристикой конденсатора, определяющей его пригодность для использования в различных специальных[1] схемах радиоэлектроники [4-54]. По величине коэффициента абсорбции определяют также степень увлажнения и загрязненности изоляции трансформаторов и электрических машин [1-17]. Сильное увлажнение изоляции, особенно ее внутренних слоев, вызывает резкое снижение тока абсорбции и значительное увеличение тока утечки [5-68а].

Как известно [1-26, 1-27, 4-61, 4-99], величина абсорбции обычно оценивается коэффициентом $k_а$, численно равным отношению напряжения остаточного заряда $\Delta U$ к зарядному напряжению $U$. При средних и больших коэффициентах абсорбции ($k_а>10\%$) имеется возможность непосредственно определить величину абсорбционной емкости $C_а$. Для этого производят измерение емкости испытуемого конденсатора методом заряда [2-6, 2-40], затем находят его емкость на любом мосте при звуковой частоте. Разность значений определяет абсорбционную емкость (см. § 4-1). Вместо емкости, найденной по методу заряда, можно использовать также и значение емкости, определенной на мосте при инфразвуковой частоте ($f=0{,}01—0{,}1$ *гц*). Измерив $C_-$ и $C_\infty$, можно определить $C_а=C_- - C_\infty$ и

$$k_а = C_а/C_- = C_а/(C_а + C_\infty) = (C_- - C_\infty)/C_-, \qquad (4\text{-}70)$$

[1] См. также Семененко И. Г., АМ, 1969, № 6.

где $C_{-}$ — емкость по данным измерения на постоянном токе либо при инфранизкой частоте; $C_{\infty}$ — емкость по данным измерения при высокой частоте; $C_{а}$ — абсорбционная емкость (см. рис. 4-3, *б*).

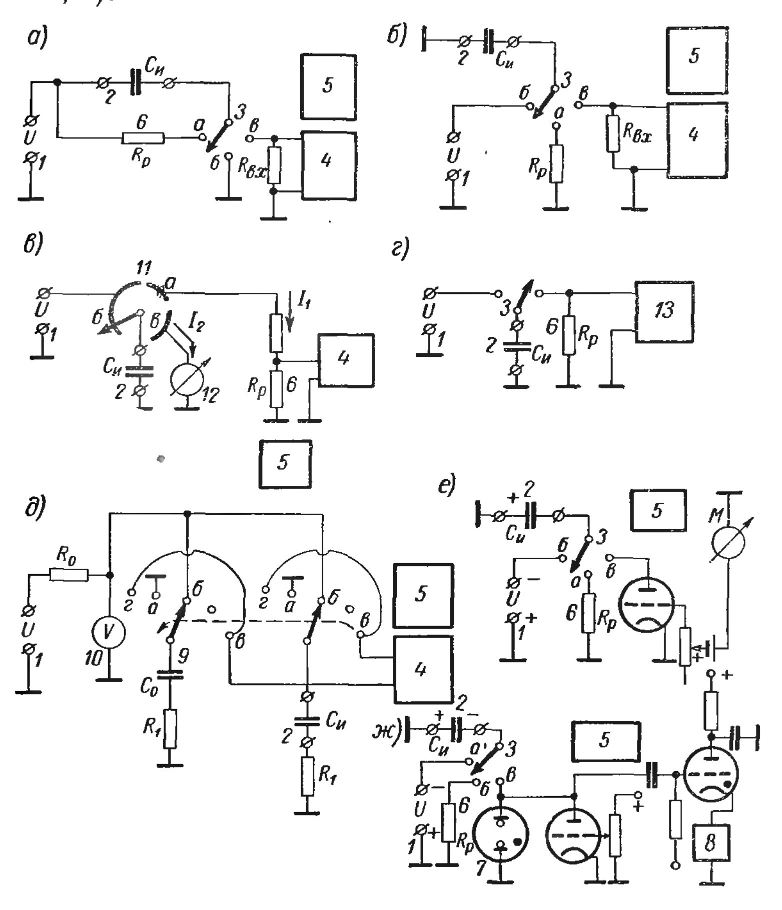


Рис. 4-23. Основные схемы для измерения коэффициента абсорбции

*1* — источник постоянного напряжения; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — переключатель; *4* — измеритель напряжения; *5* — измеритель времени; *6* — сопротивление в цепи разряда; *7* — разрядник; *8* — счетчик числа импульсов; *9* — опорный конденсатор, коэффициент абсорбции которого пренебрежимо мал; *10* — вольтметр для контроля зарядного напряжения; *11* — коммутатор; *12* — микроамперметр; *13* — осциллограф

На рис. 4-23 приведены основные схемы, позволяющие определить коэффициент абсорбции $k_{а}$. В схеме рис. 4-23, *а* испытуемый конденсатор $C_{и}$ заряжают[1] от источника *1* с известным напряжением в течение небольшого промежутка времени 0,01—0,1 *сек* (позиция *б* переключателя 3). Время заряда кон-

[1] Способ известен под названием ≪метод заряда≫.

тролируется специальным измерителем времени 5. Для оценки величины $k_а$ необходимо определить напряжение, до которого успел зарядиться конденсатор за столь короткое время. Измерение напряжения на конденсаторе $C_и$ производится фиксацией $\Delta U$, до которого недозарядился конденсатор (позиция *в*) подобно тому, как это делалось при определении саморазряда (рис. 2-11, *д*). Для этого конденсатор $C_и$ подсоединяется последовательно с источником напряжения 1 к электрометру 4. Коэффициент абсорбции при этом $k_а = (\Delta U/U)\,100\%$. При методе разряда[1] (рис. 4-23, *б*) испытуемый конденсатор выдерживается в стадии заряда (позиция *б*) такое время, при котором напряжение на нем достигает $U_з$. Далее конденсатор переводится на позицию *а* на кратковременный разряд, при котором успевает разрядиться лишь геометрическая емкость, а абсорбционные емкости при $R_р C_\infty < r_а C_a$ не успевают потерять свой потенциал [4-60]. После разряда конденсатор подключается к измерителю напряжения 4 (позиция *в*) и определяется величина восстанавливающегося напряжения (за счет разряда абсорбционной емкости $C_a$ на емкость $C_\infty$ с течением времени, регистрируемым измерителем 5). Коэффициент абсорбции при этом будет $k_a = (U_в/U)\,100\%$.

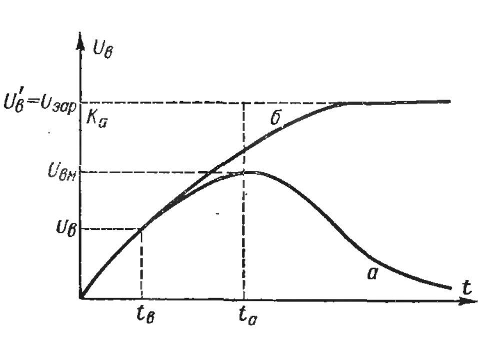



Рис. 4-24. Кривые $U_в = f(t)$: *а*—$R_и \neq \infty$,

$$U_в = U_{зар} k_а \left( e^{-\frac{t}{R'_и C_\infty}} - e^{-\frac{t}{r_а C_а}} \right);$$

*б*—$R_и = \infty$, $U_в = U_{зар}\, k_а \left(1 - e^{-\frac{t}{r_а C_а}}\right)$.

Обычно принято [1-27] выдерживать конденсатор закороченным (стадия разряда) 5 *сек* и регистрировать восстановившееся напряжение $U_в$ через 3—5 *мин*. По данным Бафа и Фрэнса (Baugh S. H., France R. W.), при определении $k_а$ медотом заряда получаются более высокие значения, чем при методе разряда [4-63]. Заниженные значения $k_а$ объясняются тем, что время восстановления 3 или 5 *мин* выбрано случайно и является недостаточным для выявления истинного значения $U_в$, характеризующего абсорбционные емкости испытуемого конденсатора. Действительно, если в (4-5) $R_и$ заменить на $R_и' = R_п R_{вх}/(R_и + R_{вх})$, то получим [4-55] выражение, описывающее закон восстановления напряжения на испытуемом конденсаторе, подключенном после разряда к измерителю 4 с входным сопротивлением $R_{вх}$

[1] Измеритель абсорбции по методу разряда описан в работе Fabre M. I., RGE, 1957, Ап. 41, т. 66, № 9, 447—457.

(рис. 4-23, *б*). Кривая, выражающая эту зависимость, приведена на рис. 4-24. Как видно, кривая имеет максимум при $t=t_0$. Спад после экстремума объясняется процессом саморазряда $C$ на $R'_и$. Выбранное выше время восстановления $t_в=3—5$ *мин* меньше $t_0$, что и определило заниженный результат для $k_а$, так как $U_в<U_{в.м}$. Таким образом, метод разряда при $t_в<t_0$ может быть рекомендован только для сравнительной оценки однотипных конденсаторов по $k_а$.

Для получения истинного значения $k_а$ необходимо время восстановления для каждого испытуемого конденсатора доводить до $t_0$[1]. Указанное время удается определить, заметив максимальное значение восстанавливающегося напряжения и начало спада кривой. При большой постоянной времени испытуемого конденсатора снятие всей кривой восстанавливаемого напряжения требует большого времени, доходящего до 20—60 *мин*, и является достаточно утомительной процедурой. Тем не менее мы должны выбирать $t=t_0$, если хотим получить истинную величину $k_а$. При методе разряда к источнику зарядного напряжения предъявляются меньшие требования (в этом его преимущество). Использование метода заряда требует источника напряжения высокой стабильности (до $\pm 0{,}005\%$), так как при определении $\Delta U$ источник остается подсоединенным последовательно с конденсатором и измерителем напряжения на все время измерения.

Возможны также модификации метода разряда, при которых измеряются не напряжения, а токи (рис. 4-23, *в*, *г*). За счет удлиненной ламели *б* (рис. 4-23, *в*) испытуемый конденсатор большую часть времени цикла выдерживается в стадии заряда, затем кратковременно (позиция *а*) разряжается через очень малое (0,1 *ом*) сопротивление, с части которого для измерения тока $I_1$ снимается падение напряжения на милливольтметр *4*. На позиции *в* производится измерение остаточного тока $I_2$ непосредственно микроамперметром *12*. Коэффициент абсорбции при этом определяется [4-42] через отношение токов, а именно: $k_а= = (I_2/I_1)\,100\%$. В схеме рис. 4-23, *г* определение $k_а$ производится через отношение ординат кривой разрядного тока испытуемого конденсатора. Для этого разрядный ток конденсатора осциллографируется и измеряются ординаты кривой, соответствующие двум моментам времени $t_а$ и $t_б$. Время $t_а$ обычно выбирается через 0,1 *сек* после начала разряда, а $t_б$ — через 1 *сек* [4-18, 4-76]. И в этом случае $k_а=I_2/I_1=б/а$, где б и а — ординаты кривой через $t_б$ и $t_а$ соответственно. Для оценки $k_а$ может также служить схема (рис. 4-23, *д*), подобная примененной для измерения $R_и$ методом сравнения (см. рис. 4-11, *ж*). В схеме

---

[1] Иногда выбор $t=t_0$ называют «абсолютным» методом измерения $k_а$[4-55, 4-66]. Нам представляется, что доведение $t$ до $t_0$ — является одним из режимов метода разряда, обеспечивающего получение истинного значения $k_а$.

рис. 4,23, *д* оба конденсатора $C_0$ и $C_и$ заряжаются в позиции *б* до напряжения источника *1* и затем переводятся на разряд (позиция *а* переключателя 3), после чего измеряется разность напряжений на конденсаторах (позиция *г*).

Разность напряжений на конденсаторах может также определяться и после кратковременного заряда, если движок из позиции *б* быстро перевести в позицию *в*. Во всех случаях при употреблении в качестве $C_0$ конденсатора с пренебрежимо малой абсорбцией разность напряжений будет характеризовать

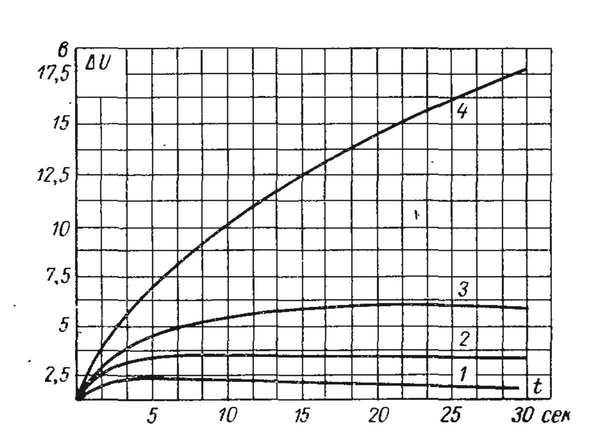



Рис. 4-25. Примерные кривые $\Delta U = f(t)$ для конденсаторов с разными диэлектриками

*1* — полистирол; *2* — майлар; *3* — бумага и майлар; *4* — бумага и полистирол

величину абсорбции испытуемого конденсатора $C_и$. Подобная схема была использована Рулеманом (Ruehleman H. E.) для исследования зависимости абсорбции у конденсаторов разных типов от температуры, напряжения, времен заряда и разряда и др. [4-88]. В качестве опорного конденсатора был взят полистирольный конденсатор, а время заряда и разряда было выбрано 3 *мсек*. Коэффициент абсорбции при использовании схемы рис. 4-23, *д* $k_а = (\Delta U/U)$ 100%. На рис. 4-25 приведены кривые $\Delta U = f(t)$ для конденсаторов с различным диэлектриком, заимствованные из работы [4-88]. Конденсаторы предварительно выдерживались в короткозамкнутом состоянии в течение более 10 *мин*, затем подключались к источнику $U = 600$ *в* на время $t = 3$ *мсек*. Автор [4-88] указывает, что для большинства типов конденсаторов время составляет 30 *сек* (в течение которого производится сравнение напряжений), этого вполне достаточно для оценки величины абсорбции конденсатора. В схемах рис.

4-23, *е, ж* переключатель *3* специального типа[1] управляется с помощью реле, связанного с измерителем времени *5*. Реле и элементы переключателя должны быть смонтированы весьма тщательно с применением материалов, обладающих высокими значениями $\varrho_0$ и $\varrho_{\text{п}}$ для избежания паразитных утечек, шунтирующих конденсатор и измеритель напряжения. В качестве измерителя напряжения *4* используются, как и в случае определения саморазряда (рис. 4-11, *б, г, д, е*), электростатические вольтметры, электрометры всех типов и любые другие измерители напряжения с высоким входным сопротивлением. В работе М. М. Некрасова [4-32] описан измеритель напряжения на основе схемы обращенного триода (рис. 4-23, *е*). В этой схеме напряжение отрицательной полярности подается на анод лампы, создает тормозящее поле и сеточный ток уменьшается. Прибор *М* в цепи сетки градуируется в значениях измеряемого напряжения. При больших измеряемых напряжениях на сетку лампы необходимо подавать небольшое положительное смещение (см. § 4-5, п. *Е*).

На рис. 4-23, *ж* приведена схема так называемого порционного метода[2] определения восстанавливающегося напряжения на конденсаторе *2*. Сущность этого метода состоит в том, что напряжение с испытуемого объекта *2* поступает на разрядник *7*, на котором происходит частичный разряд, напряжение при этом снижается до $U_{\text{пг}}$, затем восстанавливается до $U_{\text{з}}$, после чего снова снижается на величину $\Delta U = U_{\text{з}} - U_{\text{пг}}$ и процесс повторяется. Чем больший коэффициент абсорбции испытуемого конденсатора, тем больше вспышек успеет сделать разрядник: $k_{\text{а}} = f(U_{\text{з}}, U_{\text{пг}}, U, n)$, где $U_{\text{з}}$ — напряжение зажигания разрядника; $U_{\text{пг}}$ — напряжение погасания разрядника; $U$ — зарядное напряжение; $n$ — число вспышек.

В случае, если процессы в испытуемом объекте обратимы, имеется баланс количества электричества, т. е.

$$C_{\text{а}}U = nC(U_{\text{з}} - U_{\text{пг}}). \tag{4-71}$$

Использовав (4-70) и (4-71), найдем

$$k_{\text{а}} = n(U_{\text{з}} - U_{\text{пг}})/[U + n(U_{\text{а}} - U_{\text{пг}})]. \tag{4-72}$$

Как уже указывалось выше, по величине абсорбции контролируют степень увлажнения изоляции трансформаторов, электрических машин и т. п. В практике подобных испытаний [4-18, 4-41] часто используется измерение сопротивления изоляции через 15 *сек* и через 60 *сек* — на обычных мегомметрах. В том случае, если $(R_{\text{и60}}/R_{\text{и15}}) < 1{,}2$, изоляция считается увлажненной.

[1] В переключателе имеется пружина, обеспечивающая, если необходимо, быстрый переход щетки с одного контакта на другой.

[2] Порционный прибор на неоновой лампе был в МЭИ. Более совершенные приборы на разрядник и затем с применением тиратрона были разработаны в Ленэнерго Р. Е. Смолянским и Г. Н. Евстафьевым.

Для тех же целей [4-5] пользуются также оценкой отношения токов абсорбции через 15 и 60 *сек*. Выше (см. § 4-1) уже обращалось внимание, что при измерении коэффициентов абсорбции приобретают первостепенное значение время заряда конденсатора ($t_1$), времена разряда ($t_2$, $t_а$, $t_б$) и время измерения восстанавливающегося напряжения $t_в$. При различных соотношениях $t_1$, $t_а$, $t_б$, $t_2$ и $t_в$ можно получить разные значения $k_а$. Значение $k_а$, близкое к истинному, получается (при методе разряда), если $t_в = t_0$. Кроме этого, следует учитывать, что при измерении методом разряда конденсаторов малой емкости возможна повышенная погрешность за счет частичного разряда абсорбционной емкости $C_а$. В этом случае целесообразно определять $k_а$ путем измерения емкости [4-34]. В табл. 4-3 приведены значения $k_а$ для конденсаторов различных типов по данным А. Т. Оганесяна [4-33, 4-34].

*Таблица 4-3*

**Значения $k_а$ для конденсаторов**

| Тип конденсатора | $к_а$, % | |
|---|---|---|
| | Кратковременный режим: $t_1 = 3$ *мин*, $t_2 = 5$ *сек*, $t_в = 5$ *мин* | Длительный режим: $t_1 = 100$ *ч*, $t_2 = 5$ *сек*, $t_в = 3$ *ч* |
| Фторопластовые | 0,05 | 0,1 |
| Полистирольные | 0,08 | 0,2 |
| Полиэтилентерефтолатные | 0,7 | 2,5 |
| Металлобумажные | 4,7 | 39—41 |
| Бумажные | 1,2 | 30—31 |
| Слюдяные | 4,6—5 | 18—20 |
| Керамические (Т-80) | 8 | 19—20 |
| » (Т-150) | 10 | 20—22 |
| » (Т-900) | 16 | 46—47 |
| Танталовые жидкие | 2,6 | 7—8 |
| » сухие | 4,5 | 13—14 |
| » ОП | 3,8 | 9—10 |
| Алюминиевые сухие | 5—5,5 | 15 |

## 4-7. Характеристики приборов

К настоящему времени в нашей стране и за рубежом разработано много приборов и установок для измерения $R_и$ конденсаторов, материалов, контроля состояния изоляции электрических сетей, кабелей, трансформаторов и других объектов [1-24, 1-25]. Они разработаны на основе рассмотренных выше схем. Наибольшее распространение получили схемы, показанные на рис. 4-6. Технические характеристики приборов и установок для измерения сопротивления изоляции сведены в табл. 4-4.

*Таблица 4-4*

**Приборы для измерения $R_и$ конденсаторов**

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Ф507 | | $1\cdot10^7$—$1\cdot10^{14}$ | Приведенная погрешность при $R < 1\cdot10^{10}$ $\pm4$; при $1\cdot10^{10} < R < 1\cdot10^{12}$ $\pm10$; при $R > 1\cdot10^{12}$ $\pm15$ | 100 | Измеряет напряжение с пределами 1—10—100—1000 *в*, с погрешностью от $\pm4$ до $\pm10$% $R_{вх} = 1\cdot10^9$ *ом* | «Точэлектроприбор», СССР |
| 2 | ТО-1 | До 0,25 *мкф* | $10^6$—$10^{10}$<br>$10^{10}$—$10^{11}$<br>$10^{11}$—$10^{12}$ | $\pm10$<br>$\pm20$<br>$\pm20$ | 100 | | СССР |
| 3 | ТО-2 | До 30 *мкф* | $3\cdot10^6$—$3\cdot10^{12}$ | $\pm20$ | 100 | | » |
| 4 | ТО-2А | » 30 » при $R_и < 1\cdot10^8$ *ом* До 3 *мкф* при $R_и < 1\cdot10^9$ *ом*<br><br>До 0,3 *мкф* при $R_и < 1\cdot10^{10}$ *ом*, до 0,03 *мкф* при $R_и > 1\cdot10^{10}$ | $1\cdot10^5$—$1\cdot10^{11}$ | $\pm20$ | 10 измерительных напряжений от 1 до 10 *в* через 1 *в* | | » |

*Продолжение*

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 5 | ТО-2Б | До 30 *мкф* при $R_и < 1 \cdot 10^9$ *ом*, до 3 *мкф* при $R_и < 1 \cdot 10^{10}$ *ом*, до 0,3 *мкф* при $R_и < 1 \cdot 10^{11}$ *ом*, до 0,03 *мкф* при $R_и > 1 \cdot 10^{11}$ *ом* | $1 \cdot 10^7 — 1 \cdot 10^{12}$ | ±20 | 9 измерительных напряжений от 10 до 50 *в* через 5 *в* | — | СССР |
| 6 | ТО-6М | До 100 *мкф* | $3 \cdot 10^5 — 3 \cdot 10^{13}$ | ±20 | 10, 50, 100, 500<br>10 *в* при $R_и < 3 \cdot 10^{11}$, 50 и 100 *в* при $R_и < 3 \cdot 10^{12}$, 500 *в* при $R_и < 3 \cdot 10^{13}$ | — | » |
| 7 | МОМ-2М | | 100—$20 \cdot 10^6$<br>500—$1 \cdot 10^8$<br>500—$2 \cdot 10^8$ | ±1 (приведениая) | 100<br>500<br>1000 | Точность справедлива при 120 оборотах рукоятки геиератора | «Пунаие Рэт», СССР |

*Продолжение*

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 8 | Е6-2 (МОМ-3) | | $1\cdot10^{2}$—$1\cdot10^{11}$ | При $R<1\cdot10^{9}$ *ом* $\pm1,5$ приведенная, при $R>1\cdot10^{9}$ $\pm2,5$ приведенная, | 150 | — | «Пунане Рэт», СССР |
| 9 | Е6-1 (ИВС-4) | | $1\cdot10^{9}$—$1\cdot10^{14}$ | при $R<10^{12}$ *ом* $\pm5\%$, при $10^{12}<R<10^{13}$ $\pm10\%$, при $R>10^{13}$ $\pm15\%$ | | — | То же |
| 10 | Е6-3 (МОМ-4) | | $2\cdot10^{3}$—$1\cdot10^{14}$ | При $R<10$ *ом* $\pm1,5\%$, при $10^{9}<R<10^{10}$ $\pm2,5\%$, при $10^{10}<R<10^{11}$ $\pm10\%$, при $10^{11}<R<10^{12}$ $\pm10\%$, при $10^{12}<R<10^{13}$ $\pm20\%$ | 105 | — | » » |
| 11 | Е6-4 (МОМП-1) | | $1\cdot10^{4}$—$2\cdot10^{8}$ | $\pm2,5$ | От 22,5 до 750 | Питание от батарей с общим напряжением 22,5 *в* | » » |

*Продолжение*

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 12 | Е6-10 | | $1\cdot10^2$—$1\cdot10^9$ | ±2,5% при $R < 10^7$ *ом* | | | «Пунане Рэт», СССР |
| 13 | ЕК6-7 | До 0,1 *мкф* | $1\cdot10^7$—$1\cdot10^{17}$ | При $R_и<10^{12}$ *ом* ±4%, при $10^{-12}<R_и<10^{15}$ *ом* +6%, при $R_и>10^{15}$ *ом* ±10% | 1—1000 | Измеряет токи в пределах $10^{-7}$—$10^{-14}$ *а* с погрешностью от ±4 до ±6% | То же |
| 14 | ЕК6-11 | До 0,5 *мкф* | $3\cdot10^7$—$1\cdot10^{15}$<br>$3\cdot10^6$—$3\cdot10^{12}$<br>$3\cdot10^8$—$3\cdot10^{13}$<br>$3\cdot10^9$—$3\cdot10^{14}$ | При $R_н<1\cdot10^{10}$ *ом* ±6%, при $R_и> 1\cdot10^{10}$ *ом* ±10% | 2,5—1000<br>2,5; 5; 10 7,5 25, 50, 75, 100, 250, 500, 750, 1000 | Измеряет токи в пределах 300 *на* до 1 *па*. Питание измерительной цепи от батареи | » » |
| 15 | ИК-64, ИК-04 | До 200 *пф* | $1\cdot10^8$—$1\cdot10^{16}$ | ±2% при $R_и<1\cdot10^{10}$ *ом*, ±5% при $1\cdot10^{10}<R_и<1\times\times10^{12}$ *ом*, ±10% при $1\cdot10^{12}<R_и<1\times\times10^{15}$ *ом*, до ±20% при $R_и>1\cdot10^{15}$ | 10, 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900 и 1000 Погрешность установки напряжения ±1% | Предназначена для измерения $\rho_о$ и $\rho_п$ образцов диэлектриков | ВНИИНаучприбор, СССР |

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения R, *ом* | Погрешность измерения R, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 16 | ИСТ-1 | До 200 *пф* | $1 \cdot 10^5$—$1 \cdot 10^{16}$ | ±0,5 при $10^{-5} < R_и < 10^{16}$, ±2 при $10^{-10} < R_и < 10^{12}$, ±5 при $10^{-14} < R_и < 10^{15}$, ±20 при $10^{-15} < R_и < 10^{16}$ | 1, 10, 50, 100, 250, 400, 500, 600, 800, 1000 | Предназначена для измерения $\rho_о$ и $\rho_п$ в диапазоне температур —60 — +400° С | ВНИИНаучприбор, СССР |
| 17 | М-1101 | | До $5 \cdot 10^8$ поддиапазоны рабочей части шкалы: $5 \cdot 10^2$—$1 \cdot 10^6$, $5 \cdot 10^4$—$5 \cdot 10^8$, до $1 \cdot 10^9$ поддиапазоны рабочей части шкалы: $5 \cdot 10^2$—$1 \cdot 10^6$ $2 \cdot 10^5$—$1 \cdot 10^9$ | | 500<br>1000 | Питание от ручного индуктора | «Вибратор», СССР |
| 18 | М-1102 | | До $2 \cdot 10^8$ поддиапазоны рабочей части шкалы: $1 \cdot 10^3$—$1 \cdot 10^5$ $2 \cdot 10^5$—$2 \cdot 10^8$ | ±1 | 500 | Питание от ручного индуктора, искробезопасный | То же |
| 19 | ВМ 283 | | $1 \cdot 10^5$—$1 \cdot 10^{13}$ | ±10 при $R < 10^{10}$ ±20 при $R > 10^{10}$ | 100 | — | «Тесла», ЧССР |

*Продолжение*

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 20 | PM-5 | | $1 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^{11}$ | $\pm 10$ | 100 | — | «Зопан», ПНР |
| 21 | MA 2072 | $C < 0,1$ *мкф* при $R_и < 2 \cdot 10^{12}$ и $U = 100$ *в*, $C < 0,01$ *мкф* при $U = 500$ *в* и $U = 1000$ *в* | $2 \cdot 10^4 - 2 \cdot 10^{13}$<br>$2 \cdot 10^4 - 2 \cdot 10^{12}$<br>$1 \cdot 10^6 - 1 \cdot 10^{13}$<br>$2 \cdot 10^6 - 2 \cdot 10^{13}$ | $\pm 5\%$ при $R_и < 10^{10}$ *ом*, $\pm 10\%$ при $R_и > 10^{10}$ *ом* | 100<br>500<br>1000 | | «Искра», Югославия |
| 22 | TR 2201 | | $1 \cdot 10^6 - 1 \cdot 10^{14}$ | $\pm 5\%$ при $R < 1 \cdot 10^{12}$ *ом* | 50, 100, 200, 500 и 1000 | Усилитель с динамическим конденсатором | «Орион», ВНР |
| 23 | 266T | | $6 \cdot 10^5 - 5 \cdot 10^{14}$<br>$6 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^{14}$<br>$3 \cdot 10^6 - 5 \cdot 10^{14}$ | От $\pm 2$ до $\pm 5\%$ (приведенная) | 100<br>500 | | «Норма», Австрия |
| 24 | IS-1 | | $1 \cdot 10^6 - 4 \cdot 10^{14}$ | $\pm 10 - \pm 20$ | 25, 100, 250, 500, 750 и 1000 | | «Электроника», НРБ |
| 25 | Teralin | | $1 \cdot 10^6 - 1 \cdot 10^{13}$ | $\pm 2 - \pm 10$ | От 1 до 1000 | | «Статрон», ГДР |
| 26 | Teralog | | $1 \cdot 10^6 - 1 \cdot 10^{15}$ | $\pm 10 - \pm 20$ | 1—300 | | То же |
| 27 | 1001 | | $1 \cdot 10^6 - 5 \cdot 10^{13}$ | | 100, 200, 300, 400, 500, 1000 | | «ФЕБ», ГДР (Эрфурт) |

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 28 | 31A | До 0,1 *мкф* | $1\cdot10^7$—$1,1\cdot10^{14}$ | ±1 при $R_и < 10^{12}$, ±2 — ±2,5 при $R_и > 10^{12}$ | 10 и 100 | В усилителе использован динамический конденсатор | «Электроник инструментс», Англия |
| 29 | 29A, 29C | До 10 *мкф* при $U = 85$ *в* | $3\cdot10^5$—$2\cdot10^{13}$ | ±2 — ±6 | 85 при $R_и < 2\cdot10^{12}$, 500 при $R_и > 3\cdot10^7$, 150 для 29C | — | То же |
| 30 | RM175CX | До 1 *мкф* | $0,9\cdot10^6$—$5\cdot10^{12}$ | До ±7 в центре шкалы | 500 | — | «БФЛ», Англия |
| 31 | RM175CZ | До 1 *мкф* | $0,9\cdot10^6$—$5\cdot10^{12}$ | До ±7 в центре шкалы | 500 | Имеются реле времени на 1,3 и 10 *сек* | То же |
| 32 | RM175LZ | 100 *пф* — 10 *мкф* при $R_и < 5\cdot10^8$ *ом*, 100 *пф* — 0,01 *мкф* при $R_и < 5\cdot10^9$ *ом*, 100 *пф* — 0,1 *мкф* при $R_и < 5\cdot10^9$ *ом*, 100 *пф* — 1000 *пф* при $R_и < 5\cdot10^{11}$ *ом*, 100 *пф* — 10000 *пф* при $R_и < 5\cdot10^{12}$ *ом* | $0,9\cdot10^6$—$10^{13}$ Основная шкала $9\cdot10^6$—$5\cdot10^8$ Множители: 0,1; 1; 10; 100; 1000; 10 000 | От ±5 до ±10 в центре шкалы | 10—1000 | Множитель единица при $U = 500$ *в*. Имеются реле времени на 1,3 и 10 *сек* | » » |

*Продолжение*

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 33 | RM160 | | $9 \cdot 10^4 - 4 \cdot 10^{14}$ Основная шкала $9 \cdot 10^6 - 2 \cdot 18^8$ Множители: 1; 10; 100; 1000, 10 000; $10^5$, $10^6$ | От ±5 до ±7 в центре шкалы | 5—100 100—300 300—500 500—10 000 | Диапазон 500—1000 *в* только при измерении резисторов. Множитель единица при $U = 500$ *в* | «БФЛ», Англия |
| 34 | RM-160-SI | | $9 \cdot 10^4 - 4 \cdot 10^{14}$ Основная шкала $9 \cdot 10^6 - 2 \cdot 10^8$ Множители: 1; 10; 100; 1000; $10^4$, $10^5$, $10^6$ | От ±5 до ±7 в центре шкалы | 0,1—3 1—10 3—30 10—100 | Множитель единица при $U = 100$ *в* | То же |
| 35 | 1863 | | $5 \cdot 10^4 - 2 \cdot 10^{13}$ | От ±3 до ±10 | 50—500 (пять значений) | — | «Дженерал Рэйдиоу», США |
| 36 | 1864 | | $5 \cdot 10^4 - 2 \cdot 10^{14}$ | От ±3 до ±10 | 10—1000 (двести значений) | — | То же |
| 37 | 1644A | | $1 \cdot 10^3 - 1 \cdot 10^{15}$ | ±1 при $R < 1 \cdot 10^{12}$, ±2 » $R < 1 \cdot 10^{13}$, ±10 » $R < 1 \cdot 10^{14}$ | 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000 | — | » » |
| 38 | 345 | | $1 \cdot 10^3 - 5 \cdot 10^9$ | ±3 (приведенная) | 100 | Измер. $U$ пост. до 1100 *в* и $U$ перем. до 350 *в* при частотах от 20 *гц* до 1000 *Мгц* | «Бунтон», США |

| № п. п | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 39 | 4329A | | $5\cdot10^{5}$—$2\cdot10^{16}$<br>$5\cdot10^{5}$—$2\cdot10^{14}$<br>$1{,}25\cdot10^{6}$—$5\cdot10^{14}$<br>$2{,}5\cdot10^{6}$—$1\cdot10^{15}$<br>$5\cdot10^{6}$—$2\cdot10^{15}$<br>$1{,}25\cdot10^{7}$—$5\cdot10^{15}$<br>$2{,}5\cdot10^{7}$—$1\cdot10^{16}$<br>$5\cdot10^{7}$—$2\cdot10^{16}$ | От ±5 до ±10 (приведенная) | 10—1000<br>10<br>25<br>50<br>100<br>250<br>500<br>1000 | | «Хьюлет Паккард», США |
| 40 | UM17 | До 200 *пф* | $0{,}5\cdot10^{6}$—$1\cdot10^{17}$ | ±2% при $R_и < 10^{12}$ *ом*, ±2—5% при $R_и < 10^{14}$ *ом* | 100—500 | | «Лемози», Франция |
| 41 | UM18 | До 200 *пф* | $1\cdot10^{4}$—$1\cdot10^{18}$ | ±2% при $R_и < 10^{13}$ *ом* | при 1 *в* до $10^{13}$ *ом*, при 10 и 50 *в* до $10^{14}$ *ом*, при 100 и 500 *в* до $10^{15}$ *ом*, при 1000 *в* до $10^{18}$ *ом* | | То же |
| 42 | PA 15 | | | | | Измеритель $I$ от $1\cdot10^{-4}$ до $1\cdot10^{-13}$ *а* | » |
| 43 | PE 316 | | $3\cdot10^{5}$—$1\cdot10^{12}$<br>$3\cdot10^{5}$—$1\cdot10^{7}$<br>$3\cdot10^{6}$—$1\cdot10^{8}$<br>$3\cdot10^{7}$—$1\cdot10^{9}$<br>$3\cdot10^{8}$—$1\cdot10^{10}$<br>$3\cdot10^{9}$—$1\cdot10^{11}$<br>$10^{10}$—$1\cdot10^{12}$ | ±2% (приведенная) | 50, 250, 500 | — | «Квентин-сие», Франция |

*Продолжение*

| № п. п. | Тип прибора | Диапазон по емкости | Диапазон измерения $R$, *ом* | Погрешность измерения $R$, % | Напряжение постоянного тока на измеряемом образце, *в* | Примечание | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 44 | TR-46C | До 200 *пф* | $1 \cdot 10^{6}—1 \cdot 10^{14}$ | До $1 \cdot 10^{13}$ *ом* ±0,2%, при $R_и > 1 \cdot 10^{12}$ *ом* ±1% | 100 | — | «Такеда Рикен», Япония |
| 45 | TR-16 | До 200 *пф* | $10^{6}—10^{17}$ | ±5 (приведенная) | 100, 500, 1000 | Измеритель $R_и$ с усилителем на электрической лампе | То же |
| 46 | TR-84 | До 200 *пф* | | | При применении блока питания TP-300 100, 500 и 1000 | Измеритель малых токов до $10^{-14}$ *а* и $R_и$. Усилитель с динамическим конденсатором. Измерительная камера TR-42 для твердых диэлектриков, для жидких — TR-44, для температурных измерений — TR-43C (до 300° C) | » |

Примечание. Для приборов, разработанных для измерения $R_н$ конденсаторов, в третьей колонке указан диапазон по емкости. Другие приборы могут быть использованы для измерения $R_и$, как правило, малоемкостных объектов.

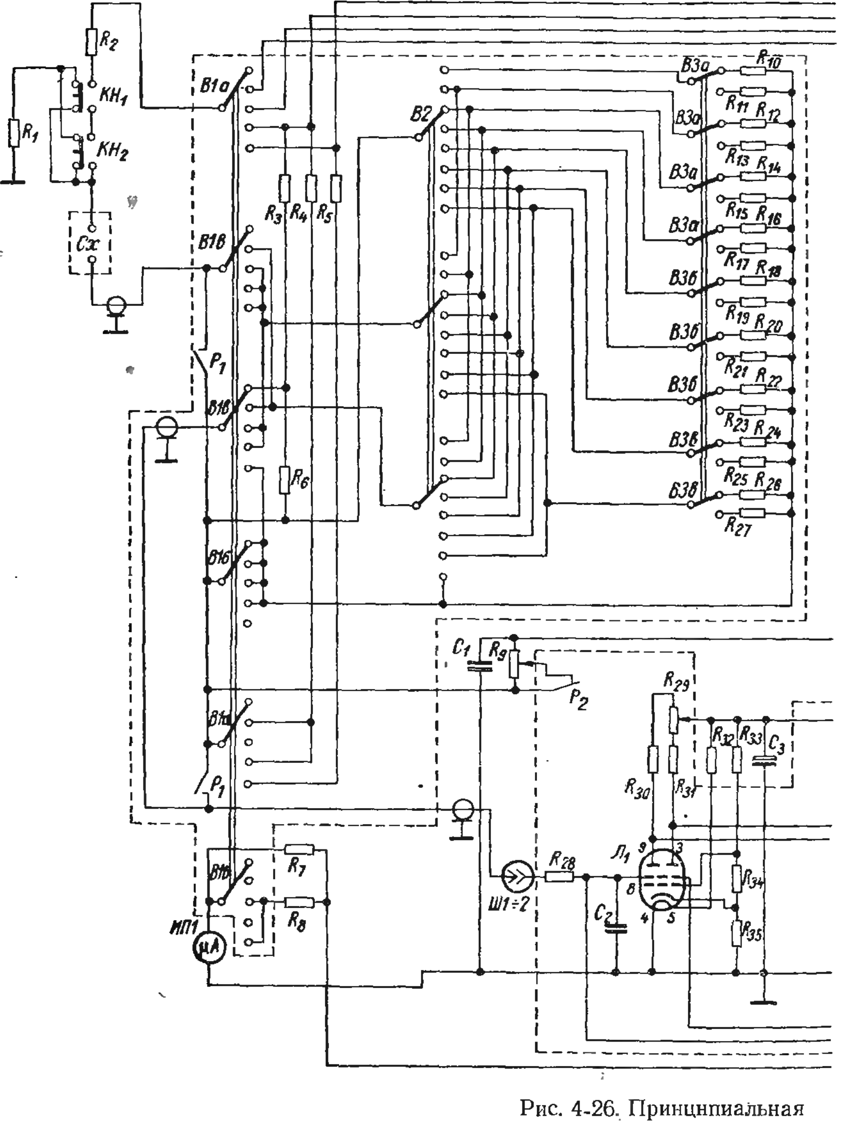



Рис. 4-26. Принципиальная

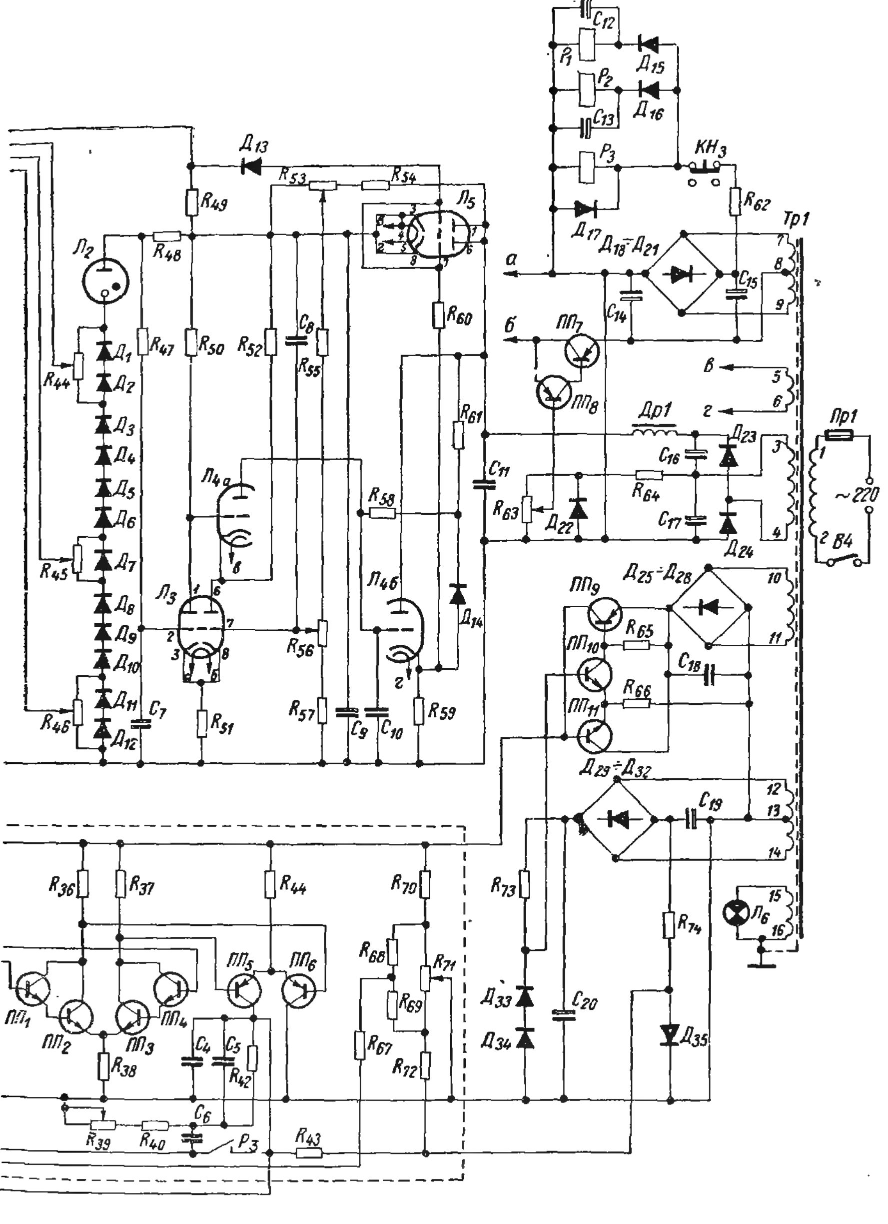



схема прибора ТО-6М

Получают применение также установки для измерения $R_и$ с электрометрами в качестве усилителей (см. § 4-2, п. Б). Рассмотрим подробнее один из приборов, используемых для измерения $R_и$ конденсаторов.

**Прибор ТО-6М.** Прибор[1] ТО-6М разработан на основе схемы рис. 4-18, *а*. Более подробная блок-схема, поясняющая работу прибора, дана на рис. 4-27. В этой схеме заряд испытуемого конденсатора происходит через сопротивление $R_и$ (ключ $К_2$ разомкнут, ключ $К_1$ замкнут) до напряжения $U_{R1}$. Измерение (с сокращением времени) производится после окончания цикла заряда, при этом ключ $К_1$ размыкается, а ключ $К_2$ замыкается и на конденсатор подается дополнительное напряжение $\Delta U$, компенсирующее напряжение переходного

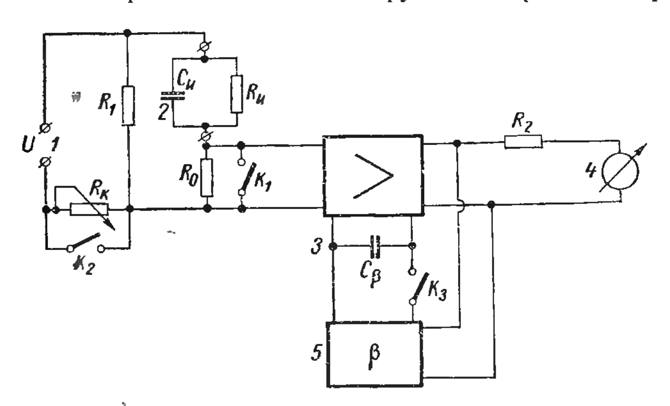



Рис. 4-27. Блок-схема прибора ТО-6М

*1* — источник постоянного напряжения; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — усилитель; *4* — выходной прибор; *5* — четырехполюсник обратной связи; $K_1$, $K_2$, $K_3$ — ключи

процесса. Если учесть, что $U_{R1}=UR_1/(R_1+R_к)$, а $\Delta U=U_{Rк}=UR_к/(R_1+R_к)$, то, подставив эти выражения в (4-67), получим связь между параметрами схемы, подобную (4-69), для полуавтомата бумажных конденсаторов, выполнение которой уменьшает время перезаряда конденсатора $C_и$ [4-7]. Искомая связь принимает вид

$$R_к/R_1 = R_0/R_и. \qquad (4\text{-}73)$$

Приведем более полно технические характеристики прибора.

а) Прибор позволяет измерять $R_и$ при любом из четырех напряжений: 10, 50, 100 и 500 *в*. Отклонение напряжения на испытуемом конденсаторе или образце от номинального значения не превышает $\pm 2\%$.

б) Прибор обеспечивает и разбраковку конденсаторов по сопротивлению изоляции относительно установленной нормы $R_{и.д}$.

в) Колебания напряжения сети в пределах $\pm 10\%$ не увеличивают ни погрешности измерения, ни погрешности установки номинального напряжения.

Принципиальная схема прибора ТО-6М представлена на рис. 4-26, а общий вид — на рис. 4-28. Выбор соответствующего измерительного напряжения осуществляется переключателем В1. Для каждого значения напряжения используется свой набор образцовых сопротивлений, причем для напряжений 50 и 500 *в*, а также 10 и 100 *в* используются одни и те же резисторы со сдвигом на одну позицию.

Выбор образцового сопротивления производится переключателем В2 (множитель) и В3 (шкала). Для повышения точности измерения (ввиду неравно-

[1] Прибор разработан Р. Г. Файнгольдом.

мерной шкалы) при каждом значении множителя диапазона могут быть выбраны две перекрывающие друг друга шкалы. Напряжения, подаваемые на измеряемый образец, стабилизированы электронным стабилизатором на лампах $Л_3$ (6Н2П), $Л_4$ (6Н2П) и $Л_5$ (6Н6П), причем напряжения 10, 50 и 100 *в* дополнительно стабилизированы стабилитронами Д809, входящими в источник опорного напряжения электронного стабилизатора. Электронный стабилизатор собран по компенсационной схеме с каскодным УПТ. Коэффициент стабилизации порядка $10^4$. Опорное напряжение образуется стабиловольтом СГ201С и кремневыми стабилитронами Д809. Накал $Л_3$ питается от стабилизатора на транзисторах $ПП_8$ (П16Б) и $ПП_7$ (П201А). Электронный стабилизатор напряжения обеспечивает на выходе напряжение 500 *в* при уровне флюктуаций, не

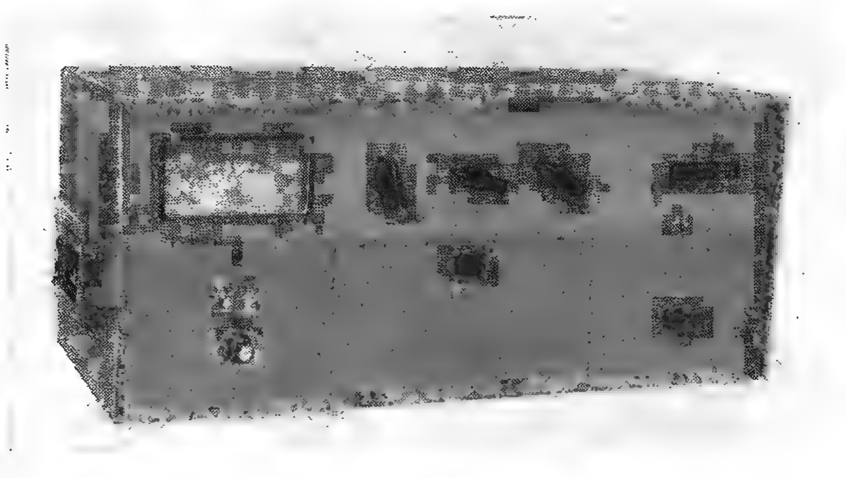


Рис. 4-28. Внешний вид прибора ТО-6М

превышающих 0,001% (3—5 *мв*) в течение 1 *мин*. Все другие напряжения снимаются с делителя, образованного стабиловольтом и кремниевыми стабилитронами.

Измерительный усилитель постоянного тока собран на электрометрической лампе $Л_1$ (ЭМ-5) и транзисторах $ПП_1$—$ПП_4$ (П102) и $ПП_5$, $ПП_6$ (П16Б). Усилитель на время между измерениями охвачен стопроцентной ООС, уменьшающей дрейф выходного напряжения. При измерении, которое длится не более 1 *мин*, цепь обратной связи (ОС) частично разрывается контактами реле Р3, а напряжение ОС, компенсирующее дрейф усилителя, запоминается конденсатором $C_6$. Кроме того, через этот конденсатор с резистора $R_{40}$ подается сигнал ООС, стабилизирующий коэффициент усиления на время измерения.

Стабилизатор напряжения, от которого питаются цепи усилителя, выполнен на транзисторах $ПП_9$ (П201А), $ПП_{10}$ и $ПП_{11}$ ($МП_{11}$). Перевод схемы в режим измерения производится с помощью клавиши $КН_3$, включающей реле $Р_1$, $Р_2$ и $Р_3$. Микропереключатели $КН_1$ и $КН_2$ отключают источник напряжения от измерительных клемм и образуют цепь для разряда испытуемого конденсатора при открывании крышки измерительной камеры. Калибровка прибора производится по внутреннему образцовому сопротивлению $R_3$ (1 *Мом*).

*Глава пятая*

# ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИОНИЗАЦИИ, ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ И МЕРЦАНИЯ

## 5-1. Общие сведения

### А. ДИНАМИКА ИОНИЗАЦИОННОГО ПРОЦЕССА ПРИ ПОСТОЯННОМ НАПРЯЖЕНИИ

Разряды и ионизационные процессы в изоляции уже давно стали привлекать внимание исследователей, связанных с использованием диэлектриков в различных высоковольтных устройствах, таких, как трансформаторы, машины высокого напряжения, кабели, конденсаторы, изоляторы и т. д. [1-1-1-5, 5-19, 5-44,

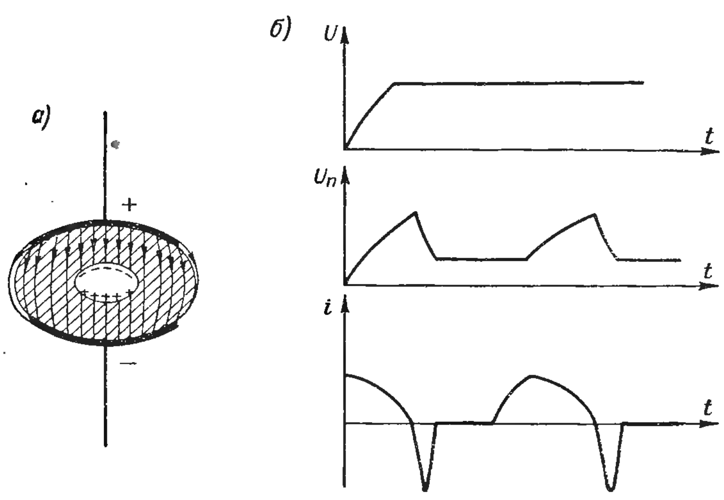



Рис. 5-1. Вид объемного заряда на стенках поры в диэлектрике конденсатора (*а*) и кривые ЧР при постоянном напряжении (*б*)

5-49, 5-57, 5-74, 5-108, 5-116, 5-136]. Эти разряды называются частичными, так как развиваются обычно в порах (внутренних полостях) диэлектриков и образование сквозного канала (искрового) исключено из-за толщи диэлектрика, окружающего пору. Электрические конденсаторы, содержащие диэлектрик, подвержены частичным разрядам (ЧР), как и многие другие аппараты и устройства, часть из которых мы только что упомянули. Как известно [5-74], ионизационные процессы в конденсаторах могут возникать при напряженностях поля, близких к рабочим, а иногда и при более низких.

При постоянном напряжении по достижении ионизационных напряженностей на стенках поры (каверны) образуются индуцированные объемные заряды (рис. 5-1, *а*), поле которых на-

правлено против основного поля. Плотность объемных зарядов будет возрастать до тех пор, пока под действием противоположно направленного поля объемных зарядов напряженность не снизится ниже ионизационной и ионизация прекратится. Объемные заряды медленно соединяются через проводимость среды поры, при этом поле усиливается внутри поры,[1] что вызывает новую вспышку ионизации (очередной бросок тока) и образование новых объемных зарядов (рис. 5-1, *б*). Интервалы между периодически повторяющимися вспышками ионизации измеряются минутами в зависимости от силы поля и качества диэлектрика.

Несмотря на утверждение Робинзона [5-75], полагавшего, что при постоянном токе отсутствует процесс постепенного разрушения изоляции, В. Т. Ренне [5-73] было показано, что это не подтверждается данными исследования ионизации в бумажных конденсаторах. Как следует также из данных В. Ф. Воскресенского, ЧР на постоянном токе начинаются при меньших значениях напряжения, чем при переменном [5-25]. Длительно действующие ЧР приводят к старению диэлектрика и ухудшению его изоляционных характеристик и в конечном счете к уменьшению срока службы.

Последнее приводит к ограничению величины рабочих напряжений. Так, например, для слюдяных конденсаторов, залитых парафином [1-4], рабочее напряжение при радиочастотах выбирается 250—300 *в* на пластину слюды толщиной 50—60 *мкм* (для обеспечения 2—2,5-кратного запаса по напряжению короны).

## Б. ДИНАМИКА ПРОЦЕССА ПРИ ПЕРЕМЕННОМ НАПРЯЖЕНИИ

При переменном напряжении импульсы ЧР возникают с большей частотой, чем при постоянном. При переменном напряжении ионы также заряжают поверхность поры, образуя поле, противоположное основному. При достижении на поре величины разрядного напряжения $U_р$ происходит разряд в поре, что сопровождается кратким импульсом тока в цепи образца [5-6, 5-17]. На рис. 5-2 показан вид кривых напряжения на поре [1-34, 5-7, 5-92, 5-108, 5-141]. Как видно из рисунка, за каждый период колебаний приложенного напряжения может происходить от четырех и более ЧР в зависимости от соотношения между амплитудой $U_m$ и величиной $U_р$. Количество ЧР в значительной мере обусловливается и числом рядом расположенных пор в образце, предысторией объемного заряда поры и многими факторами, которые еще до сих пор полностью не изучены. Например, по данным [5-6, 5-17], за цикл

---

[1] Из-за уменьшения компенсирующего воздействия поля объемного заряда.

возможны и два разряда (рис. 5-3, *а*), что может быть оправдано лишь при очень большой емкости поры [5-59, 5-107]. Некоторые авторы [5-57, 5-93] полагают, что напряжение на поре при разряде не падает до нуля и картина процесса соответствует рис. 5-3, *б*.

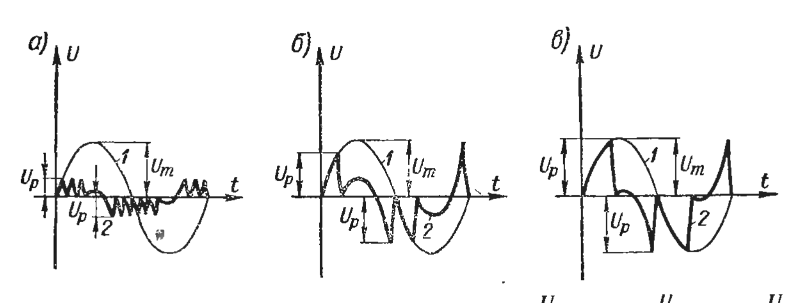



Рис. 5-2. Вид импульсов ЧР (по Уайтхеду): *а* — $\frac{U_m}{4} < U_р < \frac{U_m}{3}$; *б* — $\frac{U_m}{2} < U_р < U_m$; *в* — $U_р \leqslant U_m$

*1* — кривая приложенного напряжения; *2* — кривая напряжения на поре

Возникновения ЧР при переменном напряжении определяют и особенности испытания конденсаторов напряжением. Так, например, пробивное напряжение при испытании на постоянном токе меньше зависит от длительности приложения напряжения, чем при переменном токе. При испытании напряжением постоянного тока требуется от установки меньшая

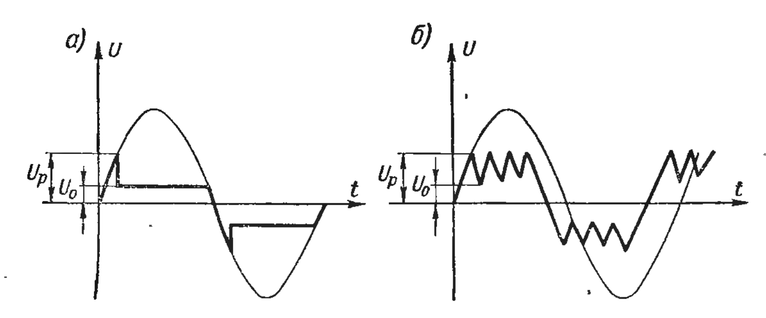



Рис. 5-3. Кривые ЧР (по Геманту и Борисоглебскому)

мощность, так как мощность в данном случае определяется только током утечки. Небольшая мощность, выделяемая при испытании, не разогревает диэлектрик конденсатора и не создаются условия, приводящие к тепловому пробою [5-33]. Испытание позволяет определить электрическую прочность для условий, при которых развивается электрический пробой.

При включении на испытуемый конденсатор постоянного напряжения (при неустановившемся процессе) напряжения

на отдельных слоях неоднородного диэлектрика определяются как и при переменном, главным образом частичными емкостями слоев. В установившемся режиме при постоянном токе напряжения в изоляции определяются проводимостями слоев, а при переменном — частичными емкостями. Особенности выбора испытательных напряжений в связи с различиями в механизме пробоя (величинах пробивных и разрядных напряжений) более подробно рассмотрены в специальной литературе [1-2а, 1-16, 5-17, 5-28, 5-54, 5-84а]. Приведем лишь основные нормативные положения по проверке конденсаторов на электрическую прочность изоляции при времени испытания 10 *сек* (табл. 5-1).

*Таблица 5-1*

**Основные нормы на испытание конденсаторов напряжением (ГОСТ 6580-63)**

| Испытательное напряжение и мощность установки | Индикация ЧР |
|---|---|
| Величина и род $U_и$ указаны в «частных ТУ»<br>Подъем напряжения плавный от 0 до $U_и$ за $t = 3 - 5$ *сек*<br>Измерение $U_и$ прибором класса точности не хуже 2,5<br>Величина тока $I_р$ при разряде конденсатора: $I_р < 1$ *а*<br>Величина разрядного сопротивления:<br>3 *ком* при $U_и < 500$ *в*<br>10 *ком* » $U_и > 500$ *в* | При испытании конденсаторов с металлизированными обкладками допускается ЧР. После последнего ЧР конденсатор должен выдерживать в течение 10 *сек* |

## В. ОСОБЕННОСТИ ИОНИЗАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В КОНДЕНСАТОРАХ

Подробное изложение физических процессов, связанных с возникновением ЧР в изоляции и различных теорий пробоя диэлектриков, имеется в специальной литературе [1-34, 5-22, 5-28, 5-29, 5-40, 5-41, 5-54, 5-57, 5-100, 5-123]. Мы укажем лишь на особенности возникновения этих процессов в различных видах диэлектриков.

**Конденсаторы с керамическим диэлектриком.** Ионизация в керамических конденсаторах и керамике вообще рассмотрена в работах Вула Б. М., Богородицкого Н. П., Пирятинского А. З., Сканави Г. И. и др. [1-4, 5-27, 5-32, 5-49, 5-71, 5-78]. В этих работах показано, что ионизация наблюдается в порах керамики, при ионизации газа в порах выделяется тепло, различные участки керамики оказываются по-разному нагретыми, что может привести к образованию трещин и разрушению керамического черепка. В порах могут происходить не только заряды, но даже развиваться корона [5-49, 5-78]. Под короной обычно понимают люминесцентный разряд благодаря ионизации воздуха, окружающего проводник, либо газа, заполняющего пору, не замыкающий электроды и не требующий большого тока от источника напряжения. Пробой керамики, вызванный нагревом газа в порах при ионизации и короне, назван «термоионизационным» [1-2а, 5-71, 5-78]. При некотором действующем значении переменного напряжения градиент температуры в поре достигает такой

величины, при которой вызванные им термические натяжения на стенке поры могут достичь предела прочности материала, а при повышении напряжения превысить его, что и приводит к разрушению образца [5-33].

**Конденсаторы с бумажно-масляной изоляцией.** Ионизации в бумажно-масляной изоляции посвящено наибольшее число работ. Это объясняется тем, что бумажные конденсаторы раньше других стали изготавливать на высокие напряжения; эта изоляция, по всей видимости, первой стала применяться в высоковольтных кабелях, трансформаторах, машинах, импульсных устройствах и т. п. [5-58]. Особенностью ионизации в бумажно-масляной изоляции является наличие в порах продуктов распада клетчатки и масла.

В воздушных включениях при ионизации создаются потоки электронов и ионов, которые каждый полупериод бомбардируют стенки поры, разрушают вещество диэлектрика и вызывают химические процессы с выделением кислорода и образованием окислов азота. Окислы при соединении с водой образуют кислоты, которые на поверхности диэлектрика создают проводящие слои [5-4]. При этом поры деформируются, стенки их делаются проводящими, что приводит к резкому ослаблению изоляции. При ионизации разрушаются и пропиточные составы, в результате чего выделяется водород и образуется вода. Если в бумаге поры отсутствуют, то возможна ионизация масла [5-6, 5-15] на границе бумаги. Ионы масла, накапливаясь на границе, настолько искажают поле, что приводят к ионизационным процессам в газовых пузырьках [5-16, 5-38]. Образование в масле большого количества газовых пузырьков, наличие ионизационных процессов в них создают множество ионов и электронов, которые бомбардируют пограничные слои бумаги, образуя проводящие пути в ней, что в свою очередь приводит к разрушению диэлектрика и пробою [5-52, 5-63].

Даже кратковременная ионизация в бумажно-масляных конденсаторах вызывает снижение ионизирующего напряжения, которое, однако, восстанавливается до исходного значения $U_{н.и}$ после их пребывания под напряжением меньше ионизационного или без напряжения в течение некоторого времени. В связи с этим во избежание получения заниженных данных $U_{н.и}$ измерение его было даже предложено производить при первом подъеме напряжения [5-81].

## Г. НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧАСТИЧНОГО ПРОБОЯ

Обычно при исследовании ЧР в порах и газовых включениях диэлектрика испытуемый конденсатор при малых потерях представляют упрощенной эквивалентной схемой, показанной на рис. 5-4, *а*, *б*. Данная эквивалентная схема была экспериментально промоделирована с применением тиратронов [5-94], и наблюдаемые при этом импульсы ЧР в соответствующих случаях совпадали с изображенными на рис. 5-2. При ЧР емкость воздушного включения пробивается и высвобождается заряд

$$q = C_{и.п} U_п = C_{и.д} U_д = C_{и.п} (U - U_д) = C_{и.д} (U - U_п). \quad (5\text{-}1)$$

Обычно $C_{и.д} \ll C_{и.п}$ и $U \gg U_п$, тогда

$$q \approx C_{и.д} U. \quad (5\text{-}2)$$

В том случае, если испытуемый конденсатор подключен к источнику с большим сопротивлением или после заряда отключен от него, общий заряд $Q$ на нем сохраняется, т. е.

$$Q = C_и U = C'_и U' = C'_и (U - \Delta U), \quad (5\text{-}3)$$

где $C_и$ и $U$ — емкость испытуемого конденсатора и напряжение на нем до ЧР; $C'_и$ и $U'$ — емкость и напряжение на нем после ЧР, а $\Delta U$ — уменьшение напряжения на конденсаторе при ЧР.

Подставив в (5-3) значения $C_и$ и $C'_и$, выраженные через $C_{и0}$, $C_{ид}$ и $C_{и.п}$, и решив их относительно $\Delta U$, получим

$$\Delta U = C^2_{и.\,д} U / \left[ \left( C_{и.\,д} + C_{и.\,п} \right) \left( C_{и0} + C_{и.\,д} \right) \right]. \qquad (5\text{-}4)$$

Заметим, что

$$C'_и - C_и = \Delta C = C^2_{и.\,д} / \left( C_{и.\,д} + C_{и.\,п} \right). \qquad (5\text{-}5)$$

Тогда из (5-4) следует, что

$$\Delta U / U = \Delta C / (C_и + \Delta C) \approx \Delta C / C_и. \qquad (5\text{-}6)$$

Если ввести в (5-4) значение $q$ (из 5-2) и учесть, что $C_{и0} \gg C_{и.д}$, будем иметь

$$\Delta U \approx q C_{и.\,д} / \left[ C_{и0} \left( C_{и.\,д} + C_{и.\,п} \right) \right]. \qquad (5\text{-}7)$$

Часто вводят понятие о кажущейся интенсивности ионизационного процесса [5-62, 5-64, 5-98], понимая под этим величину заряда $q_и$, стекающего с емкости $C_{и0}$ на емкость $C_{и.\,д}$ при нейтрализации $q$ во время ЧР:

$$q_и = q C_{и.\,д} / \left( C_{и.\,д} + C_{и0} \right). \qquad (5\text{-}8)$$

Тогда из (5-5) имеем

$$\Delta U = q_и / C_{и0}. \qquad (5\text{-}9)$$

Рис. 5-4. Конденсатор с порой в диэлектрике и его эквивалентная схема

$C_{и.п}$ — емкость поры; $C_{и.д}$ — емкость по диэлектрику последовательно с порой; $C_{и0}$ — общая емкость, шунтирующая пору

При ЧР тратится определенная энергия, причем очевидно, что чем выше качество диэлектрика и стойкость конструкции конденсатора к ионизации, тем потребуется больше энергии, чтобы вызвать ЧР в нем. Энергия этого разряда

$$\Delta W = C_и U^2/2 - C'_и (U')^2/2 \approx C_и U \Delta U, \qquad (5\text{-}10)$$

Откуда

$$\Delta U \approx \Delta W / (C_и U). \qquad (5\text{-}11)$$

Энергия может быть выражена и через $\Delta C$, если подставить (5-6) в (5-10), т. е.

$$\Delta W \approx \Delta C U^2.$$

Если подсчитать число ЧР $n_и$, происходящих за 1 *сек*, то при одинаковости величин зарядов, нейтрализующихся при

каждом ЧР можно определить ток, протекающий через конденсатор во время ионизационного процесса:

$$I_и = q_и n_и = \Delta U C_{и0} n_и. \qquad (5\text{-}12)$$

Многими исследователями [5-28] установлена связь между энергией, затраченной на пробой образца, и объемом разрушенного диэлектрика. В [5-11, 5-84] было предложено ввести критерий оценки частичного пробоя конденсатора по величине, затрачиваемой при пробое энергии в соответствии с (5-11). Для того чтобы при разных величинах испытуемых емкостей одно и то же значение $\Delta W$ не приводило бы к разным значениям $\Delta U$, было рекомендовано [5-84] подключение параллельно $C_и$ дополнительного конденсатора большой емкости, у которого ЧР отсутствуют. Приведем временные характеристики разряда. Постоянная времени разряда менее 0,1 *мксек*. Импульс тока ЧР имеет длительность того же порядка, а фронты порядка 0,01 *мксек*. Частотный спектр импульса простирается до частот сотен и более *Мгц*.

## Д. ИОНИЗАЦИОННЫЕ ПРОЦЕССЫ И НАДЕЖНОСТЬ

Надежность и долговечность работы конденсаторов [1-2а, 1-31], изоляторов, кабелей, равно как и любых других емкостных объектов, при подаче на них напряжения определенной формы и величины зависит в значительной степени от уровня ионизационных процессов, развивающихся внутри их во время эксплуатации. В связи с этим представляется важным определить наличие ионизации, оценить величину кажущейся интенсивности $q_и$ в испытуемом объекте при данном напряжении и условиях внешней среды. Как известно [1-31, 5-55, 5-73, 5-113, 5-119, 5-120, 5-133], кажущаяся интенсивность ионизации оказывается связанной с надежностью и сроком службы изделия. Так, например, согласно данным [5-144] для кабелей с полиэтиленовой изоляцией при напряжениях $U$, соответствующих разрядам с интенсивностью в 2 пк, срок службы равен сорока шести годам, а при эксплуатации тех же кабелей при напряжениях, превышающих $U$, соответствующим кажущейся интенсивности ионизации $q = 10$ пк, срок службы снижается на 11 лет.

Напряжение $U_{н.и}$, при котором начинают появляться ионизационные процессы, если они вообще способны возникнуть, обычно бывает намного ниже пробивного напряжения и конденсатору при кратковременных испытаниях не причиняется практически никакого вреда, его надежность и срок службы не снижаются. В связи с этим испытания конденсаторов и других деталей на начало ионизации часто называют неразрушающими испытаниями. После таких испытаний конденсатор может быть использован в аппаратуре любого назначения.

Найденная при измерении величина $U_{н.и}$, (а также исследование других параметров ионизационного процесса) помогает правильно выбрать рабочее напряжение конденсатора и является одним из важнейших факторов, определяющих правильность и обоснованность такого выбора.

При отсутствии ионизации и ЧР в диапазоне значений напряжений вплоть до испытательных не следует предполагать, что многократная подача напряжения в указанном интервале может ухудшать изоляцию конденсатора и привести к пробою[1]. С другой стороны, наличие интенсивных ионизационных процессов при $U=U_{исп}$ приводит к ухудшению изоляции с каждой новой подачей испытательного напряжения и может создать условия, необходимые для развития пробоя.

В последнее время предложен интересный метод[2] определения электрической прочности конденсаторов на основе исследования ионизационных характеристик. Согласно этому методу из общего числа $N$ конденсаторов, подлежащих испытанию, берется определенная выборка $N_1$, для которой и определяются: напряжение начала ЧР — $U_{н.и}$, амплитудное значение импульсов ЧР — $U_m$ и число импульсов ЧР в 1 *сек* — $n_и$. После этого все конденсаторы $N_1$ пробиваются и определяются соответствующие значения $U_{пр}$. Все полученные данные подставляют в систему уравнений регрессии типа $U^2_{пр}=a_0+$ $+a_1U^2_{н.и}+a_2U^2_m n_и$. Из данной системы и определяются статистически усредненные коэффициенты $a_0$, $a_1$ и $a_2$, справедливые для всей партии изделий $N$, изготовленных в одном технологическом цикле.

Полученные коэффициенты $a_0$, $a_1$ и $a_2$ оказываются справедливыми для всей партии изделий $N$ (изготовленных в одном технологическом цикле) и, будучи подставлены в исходное уравнение, позволяют определить $U_{пр}$.

Если определенным образом [5-33а] выявить тенденцию развития ионизационного процесса во времени (происходит ли интенсификация или затухание ЧР), то можно прогнозировать работоспособность высоковольтных керамических конденсаторов и при длительном воздействии рабочего напряжения.

## 5-2. Методы и схемы индикации ионизации, частичных разрядов и мерцания

### А. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕТОДОВ ИНДИКАЦИИ ЧР

Как было указано выше, при ионизации (ЧР и короне) в цепях, связанных с объектом, и в самом объекте имеет место выделение тепла, генерация и излучение с разной

[1] Это утверждение может оказаться несправедливым, если по каким-либо причинам при испытании создаются условия для теплового и электрохимического пробоя.

[2] Предложен В. А. Гедзюном и А. И. Семеновым.

степенью интенсивности электромагнитных колебаний от низких звуковых частот до сверхвысоких частот, а в некоторых условиях и до частот видимой области спектра. В связи с этим для индикации ионизации могут быть использованы звуковые, электрические и оптические методы (рис. 5-5).

**Оптические методы.** При больших уровнях ионизации, происходящей непосредственно на поверхности образца, ее можно

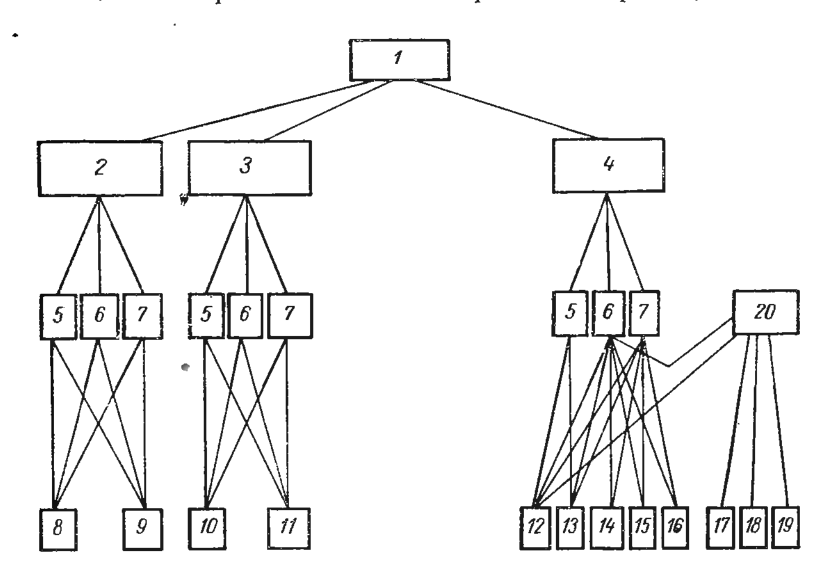



Рис. 5-5. Схема классификации методов индикации ионизации частичных разрядов и мерцания

*1* — методы индикации ионизации и частичных разрядов; *2* — оптические; *3* — звуковые и ультразвуковые; *4* — электрические; *5* — индикация при постоянном напряжении; *6* — индикация при переменном напряжении; *7* — индикация при импульсном напряжении; *8* — метод, основанный на фотографировании вспышек и свечения; *9* — наблюдение вспышек через оптические системы или невооруженным глазом; *10* — улавливание звуковых колебаний микрофоном или ухом; *11* — улавливание ультразвуковых колебаний; *12* — метод на основе усиления падения напряжения на элементе, находящемся в цепи испытуемого объекта; *13* — метод на основе обнаружения электромагнитного излучения; *14* — метод снятия кривой $\mathrm{tg}\,\delta = f(U)$; *15* — метод, использующий мостовые схемы; *16* — метод на основе использования катодно-лучевой трубки; *17* — метод на основе биений; *18* — метод на основе частотных дискриминаторов; *19* — генераторные методы; *20* — методы индикации мерцания

наблюдать в темноте по свечению отдельных точек или участков даже невооруженным глазом. Если диэлектрик, в порах которого развивается ионизационный процесс, прозрачен, то можно наблюдать ионизацию, происходящую и внутри образца. Для регистрации слабых вспышек применяется способ фотографирования свечения на пленку или фотобумагу высокой чувствительности [5-3, 5-20, 5-59].

**Звуковые и ультразвуковые методы.** При наличии в испытуемом объекте слабо закрепленных узлов, деталей и проводников, могущих перемещаться при протекании по ним токов

ионизации, а также когда начинается какое-либо разрушение образца при внутренних разрядах, процесс становится слышимым. Характерные при этом треск и шипение можно услышать ухом даже без микрофонных усилителей. Более чувствительным является метод регистрации ультразвуковых (УЗ) колебаний с помощью специальных УЗ датчиков и усилителей [5-89].

**Электрические методы.** Электрические методы основаны на непосредственном выделении и усилении ионизационных токов, возникающих в цепи испытуемого объекта, наблюдении импульсов ЧР на фоне кривой питающего напряжения, индикации интенсивности электромагнитного излучения от испытуемого объекта и элементов схемы, а также на измерении потерь энергии в обьекте.

### Б. МЕТОД СНЯТИЯ КРИВОЙ $\mathrm{tg}\,\delta=f(U)$

Определение напряжения начала ионизации из кривой $\mathrm{tg}\delta=f(U)$ является, по-видимому, первым из электрических методов индикации ЧР. На возможность использования данного метода указал Пиик (Peek F. W.), обнаруживший рост потерь при коронировании провода линии высокого напряжения [5-128, 5-129]. Согласно его исследованию мощность потерь при ионизации растет пропорционально частоте и квадрату разности напряжений, т. е.

$$P_{\text{и}}=kf(U-U_{\text{н. и}})^2, \quad (5\text{-}13)$$

где $k$ — коэффициент пропорциональности; $f$ — частота приложенного напряжения; $U$ — величина приложенного напряжения; $U_{\text{н. и}}$ — напряжение, при котором начинается ионизация.

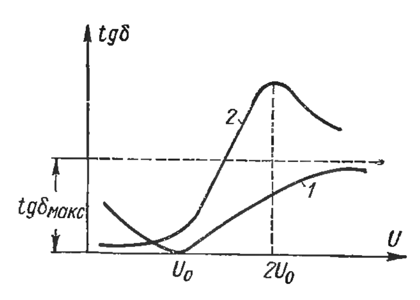



Рис. 5-6. Типичные кривые $\mathrm{tg}\,\delta=f(U)$

Учитывая, что $P=\omega CU^2\mathrm{tg}\delta$, из (5-13) можно получить

$$\mathrm{tg}\,\delta=[k/(2\pi C)]\,(1-U_{\text{н. и}})^2. \quad (5\text{-}14)$$

Согласно (5-14) кривая $\mathrm{tg}\delta=f(U)$ по Пиику должна принимать вид, показанный на рис. 5-6 (кривая *1*). Практически, как установлено многими исследователями [4-43, 5-101, 5-107, 5-138], кривые $\mathrm{tg}\delta=f(U)$ показывают более резкое возрастание $\mathrm{tg}\,\delta$ при возникновении ионизационного процесса. В связи с этим Даншес (Dunsheath P.) предложил более сложную зависимость мощности потерь от напряжения [5-104]: $P_{\text{и}}=k_1U^2+k_2(U-U_{\text{н.и}})$. На основе этой формулы

$$\mathrm{tg}\,\delta=\left[k_1U^2+k_2\left(U-U_{\text{н. и}}\right)\right]/(\omega CU^2). \quad (5\text{-}15)$$

Кривая в соответствии с (5-15) идет более круто за точкой $U = U_{н.и}$ и имеет максимум при $U = 2U_{н.и}$ со значением

$$(\operatorname{tg}\delta)_{макс} = k_1/(4\omega C U_{н.и}) + k_2/(\omega C).$$

При значениях напряжения, превышающих $2U_{н.и}$, значения $\operatorname{tg}\delta$ убывают (рис. 5-6). Таким образом, измерив любым из возможных способов [2-23, 2-40, 5-18а] значение $\operatorname{tg}\delta$ конденсатора или другого объекта в интересующем нас диапазоне переменных напряжений и обнаружив резкое возрастание угла потерь, можно определить значение напряжения ($U_{н.и}$), при котором начинаются ионизационные процессы в испытуемом объекте. Кривые $\operatorname{tg}\delta = f(U)$ получили название кривых ионизации. Реальные кривые, так же как и кривая 2 рис. 5-6, имеют падающий участок. Уменьшение $\operatorname{tg}\delta$ при интенсивной ионизации объяснено физически в работах Н. П. Богородицкого [1-4], Ю. М. Волокобинского и др. [5-27, 5-142].

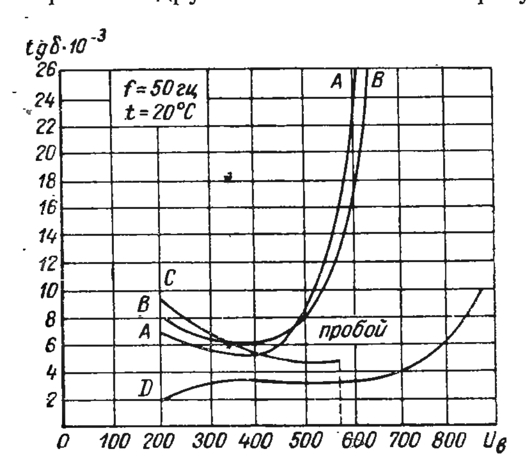



Рис. 5-7. Кривые ионизации секций бумажных конденсаторов: *A* — секция с четырьмя слоями бумаги; *B* — секция с тремя слоями бумаги; *C* — две секции по два слоя бумаги, соединенные последовательно; *D* — две секции по три слоя бумаги, соединенные последовательно

Вскоре после Пиика появилось много экспериментальных работ по исследованию образцов материалов, кабелей, конденсаторов, изоляторов и других устройств методом снятия кривой ионизации. Вначале для этого применялись ваттметрические способы измерения $\operatorname{tg}\delta$ [5-31, 5-32, 5-135, 5-136], затем были использованы высоковольтные мостовые устройства, в том числе и мосты Шеринга [2,23, 5-96, 5-101, 5-107]. Большой вклад в исследование метода внесли отечественные ученые А. А. Смуров [5-138], А. Ф. Вальтер [5-19], Б. М. Вулл [5-31], В. Т. Ренне [4-43] и др. [5-10, 5-49, 5-116а].

На рис. 5-7 приведены типичные кривые ионизации для бумажных конденсаторов [1], заимствованные из работ В. Т. Ренне и С. Ю. Лукьянова. На кривых указано напряжение начала ионизации. Этот метод с 1925 г. применялся на заводе «Севкабель» для испытания высоковольтных кабелей.[2] Данный ме-

---

[1] Ренне В. Т., Лукьянов С. Ю. ВЭ, 1932, № 11—12, 417—421.

[2] Голубцова В. А. История и перспективы развития электроизоляционных материалов. Госэнергоиздат, 1957.

тод является достаточно чувствительным к определению средних уровней ионизации в конденсаторах, в особенности при увлажнении изоляции [5-130]. Современные высоковольтные мосты при технической частоте имеют высокую разрешающую способность и позволяют достаточно хорошо определять малые потери ($\operatorname{tg}\delta \approx 0{,}1 \cdot 10^{-4}$) [2-23, 2-40]. Недостатком метода является невозможность определения ионизационных процессов у конденсаторов и других объектов, обладающих нелинейными свойствами, т. е. у таких, для которых потери не остаются постоянными с возрастанием напряжения.

Наличие ЧР можно обнаружить и при снятии частотной зависимости $\operatorname{tg}\delta$. А. Н. Власов, а затем и М. М. Некрасов[1] показали, что у конденсатора с развитием ионизационного процесса $\operatorname{tg}\delta$ при 1 *кгц* имеет бо́льшую величину, чем при более низкой частоте, например 50 *гц*.

## В. МЕТОДЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

Несмотря на то что рассмотренный выше метод $\operatorname{tg}\delta$ может быть реализован и на основе мостовой схемы, мостовые методы индикации ЧР имеют некоторую самостоятельность, и мы их рассмотрим отдельно. Мостовые схемы приведены на рис. 5-8. Они стали использоваться вскоре после появления моста Шеринга.

На рис. 5-8, *а*, *б* изображены схемы, у которых один из зажимов испытуемого объекта $C_и$ заземлен, в других — оба полюса $C_и$ не заземлены. Мостовая схема уравновешивается для токов основной частоты и в измерительной диагонали; при хорошей настройке напряжение основной частоты практически отсутствует.

При ограниченном диапазоне испытуемых емкостей представляется возможным сконструировать широкодиапазонный (по частоте) мост, который удается уравновесить при наличии ионизации в разряднике *5* (рис. 5-8, *а*, *ж*, *з*). В этом случае мостовая схема оказывается защищенной от воздействия внешних помех, в особенности импульсного характера, со спектром частот, близким к спектру, возбуждаемому разрядником [5-18а, 5-90, 5-91, 5-141].

Предельное значение испытательного напряжения, при котором такая защита еще эффективнее, определяется обычно следующим способом. Испытуемый объект заменяют конденсатором примерно той же емкости, но без ЧР во всем диапазоне напряжения. При низком напряжении включают разрядник и уравновешивают мост до получения на выходе минимального напряжения. Общий коэффициент усиления тракта при этом устанавливают достаточным для индикации ЧР

---

[1] Некрасов М. М. Э, 1952, № 6. 15—19.

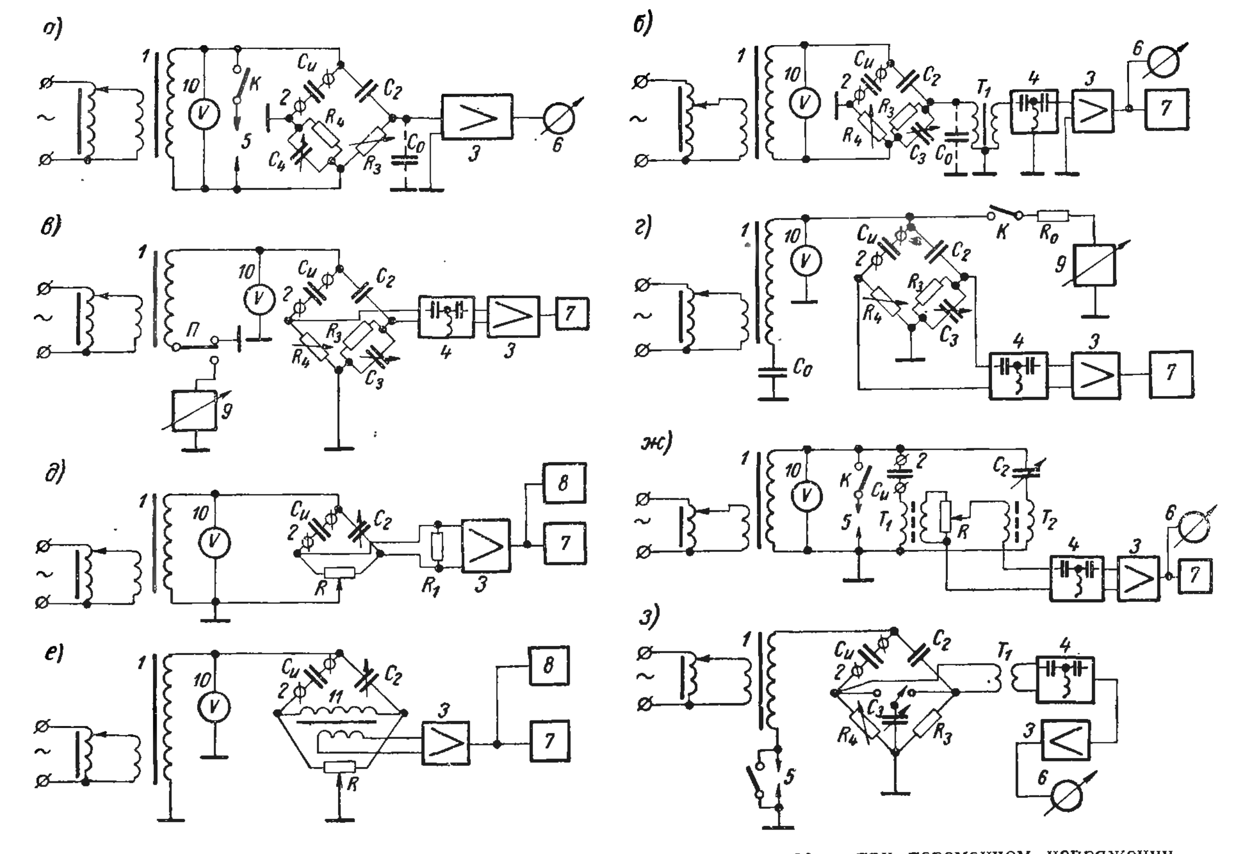



Рис. 5-8. Мостовые схемы индикации ионизационных процессов при переменном напряжении

1 — регулируемый источник переменного напряжения; 2 — испытуемый объект; 3 — усилитель; 4 — фильтр верхних частот; 5 — разрядник; 6 — стрелочный прибор; 7 — осциллограф; 8 — пересчетная схема; 9 — регулируемый источник постоянного напряжения; 10 — измеритель переменного напряжения; 11 — широкополосный трансформатор

в зависимости от задачи эксперимента. После достижения равновесия разрядник отключают и начинают повышать испытательное напряжение до тех пор, пока на выходе не появится напряжение неравновесия, в 5—10 раз превышающее начальное. Полученное при этом значение напряжения следует считать предельным. Предел по испытательному напряжению устанавливается конструкцией элементов схемы их нелинейными свойствами и начинающимися ионизационными процессами.

При ионизации и ЧР в испытуемом конденсаторе, а также и в любом другом элементе плеч мостовой схемы на выходе ее появляется напряжение неравновесия [5-42, 5-112]. В ряде случаев (рис. 5-8, *б*, *в*, *г*, *ж*) на выходе моста включают фильтры верхних частот для дополнительного подавления основной частоты и запирания других составляющих низкочастотной части спектра.

У Армана и Стара (Arman A. N., Starr A. T.) [5-91] применен фильтр типа *m* с граничной частотой около 5 *кгц*, у Кучинского Г. С. [5-57] — с граничной частотой 250 *гц*. После фильтров в этих схемах, как впрочем и во всех других, включены усилители, на выходе которых подсоединены осциллографы [5-82, 5-93, 5-94, 5-99, 5-117], стрелочные приборы либо пересчетные схемы, подсчитывающие количество импульсов ЧР. В ряде случаев используются несколько различных индикаторов одновременно [5-1, 5-26, 5-67]. В схемах рис. 5-8, *в*, *г* показано, как можно одновременно с переменным напряжением основной частоты подавать на испытуемый образец постоянное напряжение [5-35, 5-36].

В последнее время стали применяться и мосты с индуктивно связанными плечами [5-102]. Одна из таких схем описана Бейкером[1] (Baker W. P.). В этом мосте выравнивание плеч с образцовым и испытуемым конденсаторами по $\operatorname{tg}\delta$ производится изменением фазы контуров из $LC$, подключенных гальванически и индуктивно к трансформаторным плечам моста. Связь с усилителем токов ЧР осуществляется с помощью подвижной катушки, предназначенной для усиления и ослабления связи с индуктивностями плеч моста.

## Г. МЕТОДЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ВЫДЕЛЕНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ НА ЭЛЕМЕНТЕ, СОЕДИНЕННОМ С ИСПЫТУЕМЫМ ОБЪЕКТОМ

Применение мостовых схем расширило возможности исследования ионизационных характеристик изоляции по сравнению с методом, основанным на построении кривой $\operatorname{tg}\delta = f(U)$. Тем не менее поиски более простых схем индикации

[1] Baker W. P. Int. I.EEEd., 1964, v. 2, 103—113.

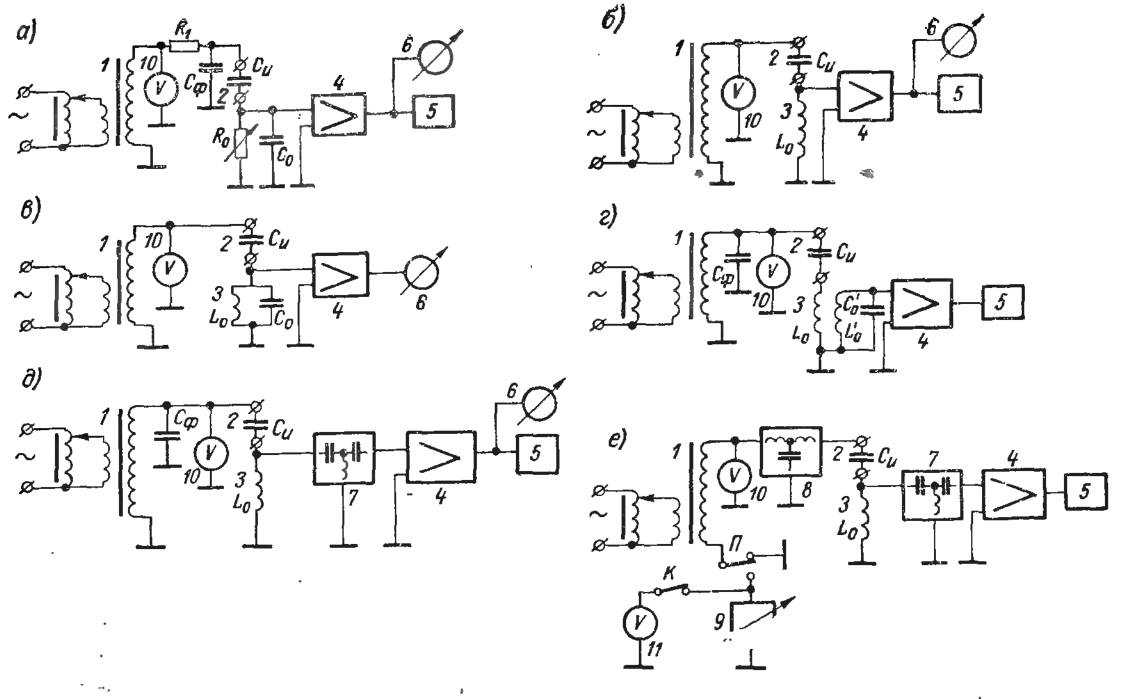



Рис. 5-9. Схемы индикации ионизационных процессов при последовательном соединении испытуемого объекта и элемента связи

*1* — регулируемый источник переменного напряжения; *2* — испытуемый объект; *3* — опорный элемент; *4* — усилитель; *5* — осциллограф; *6* — стрелочный прибор; *7* — фильтр верхних частот; *8* — фильтр нижних частот; *9* — регулируемый источник постоянного напряжения; *10* — измеритель переменного напряжения; *11* — измеритель постоянного напряжения

ЧР не прекращались. Последнее привело к тому, что за последние 30—40 лет было разработано очень большое многообразие схем индикаторов ЧР и ионизации при переменном напряжении промышленной частоты. Некоторые исследова-

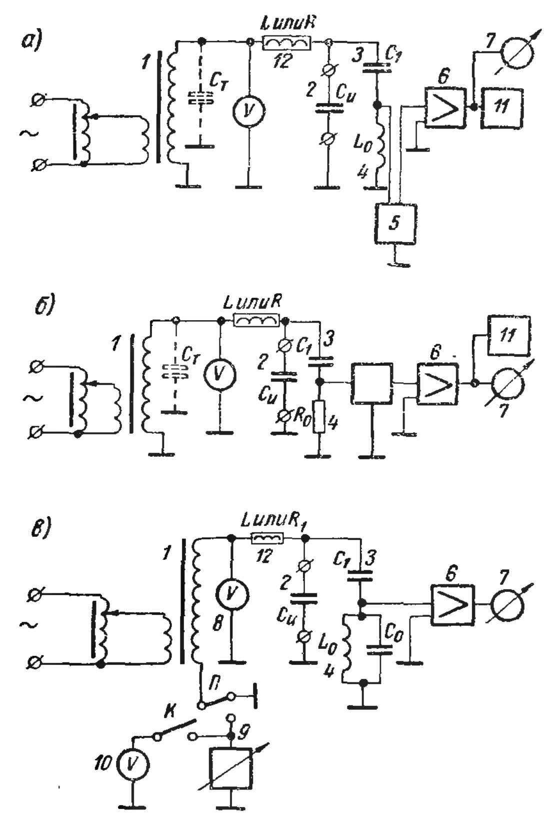



Рис. 5-10. Схемы индикации ионизационных процессов при параллельном соединении элемента связи и испытуемого объекта

*1* — регулируемый источник переменного напряжения; *2* — испытуемый объект; *3* — разделительный конденсатор; *4* — опорный элемент; *5* — фильтр верхних частот; *6* — усилитель; *7* — стрелочный прибор; *8* — измеритель переменного напряжения; *9* — регулируемый источник постоянного напряжения; *10* — измеритель постоянного напряжения; *11* — осциллограф; *12* — элемент фильтра низких частот в цепи высокого напряжения

тели[1] проводили испытания при более высокой частоте, например 1000 *гц*, однако большой разницы в результатах по сравнению с 50 *гц* замечено не было.

Первые индикаторы частичных разрядов на основе схем рис. 5-9, *в, г,* и 5-10, *в* были предложены еще в тридцатых годах инженерами лаборатории А. А. Смурова К. С. Архангельским и А. Н. Власовым [5-8, 5-9, 5-24]. Подобные схемы были

[1] Hall N. C., Russek R. M. PIEE, 1954, pt. III, v. 101, № 79, 47—55.

опубликованы Арманом, Старом [5-91] и др. [5-37,*а*, 5-98, 5-103, 5-109, 5-110, 5-113, 5-131, 5-132].

В схемах [5-24] двухполюсник связи, с которого снимались возникающие при ионизации колебания, включался последовательно либо параллельно с испытуемым образцом (рис. 5-11). Двухполюсник связи представлял собой колебательный контур из *LC*, непосредственно включаемый в цепь или посредством индуктивной связи. Напряжение с колебательного контура подавалось на усилитель. Схемы, предложенные Архан-

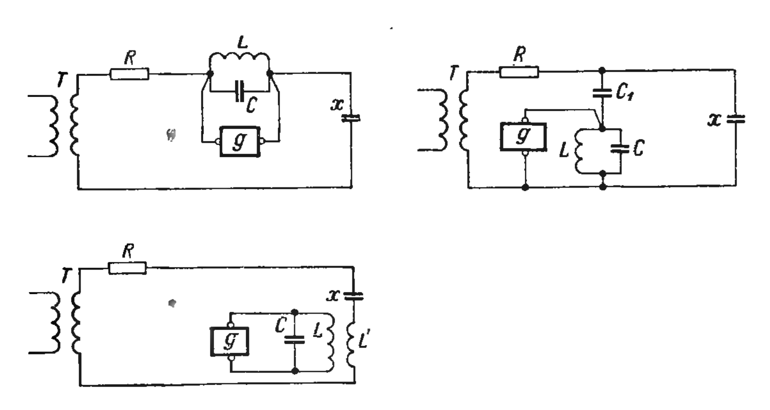



Рис. 5-11. Рисунок к авторскому свидетельству А. Н. Власова и К. С. Архангельского

*x* — испытуемый объект; *L*, *C*, $C_1$, *L'* — элементы измерительной цепи; *g* — индикаторное устройство; *R* — ограничивающее сопротивление; *T* — трансформатор

гельским К. С. и Власовым А. Н., оказались проще мостовых и не требовали каких-либо уравновешиваний.

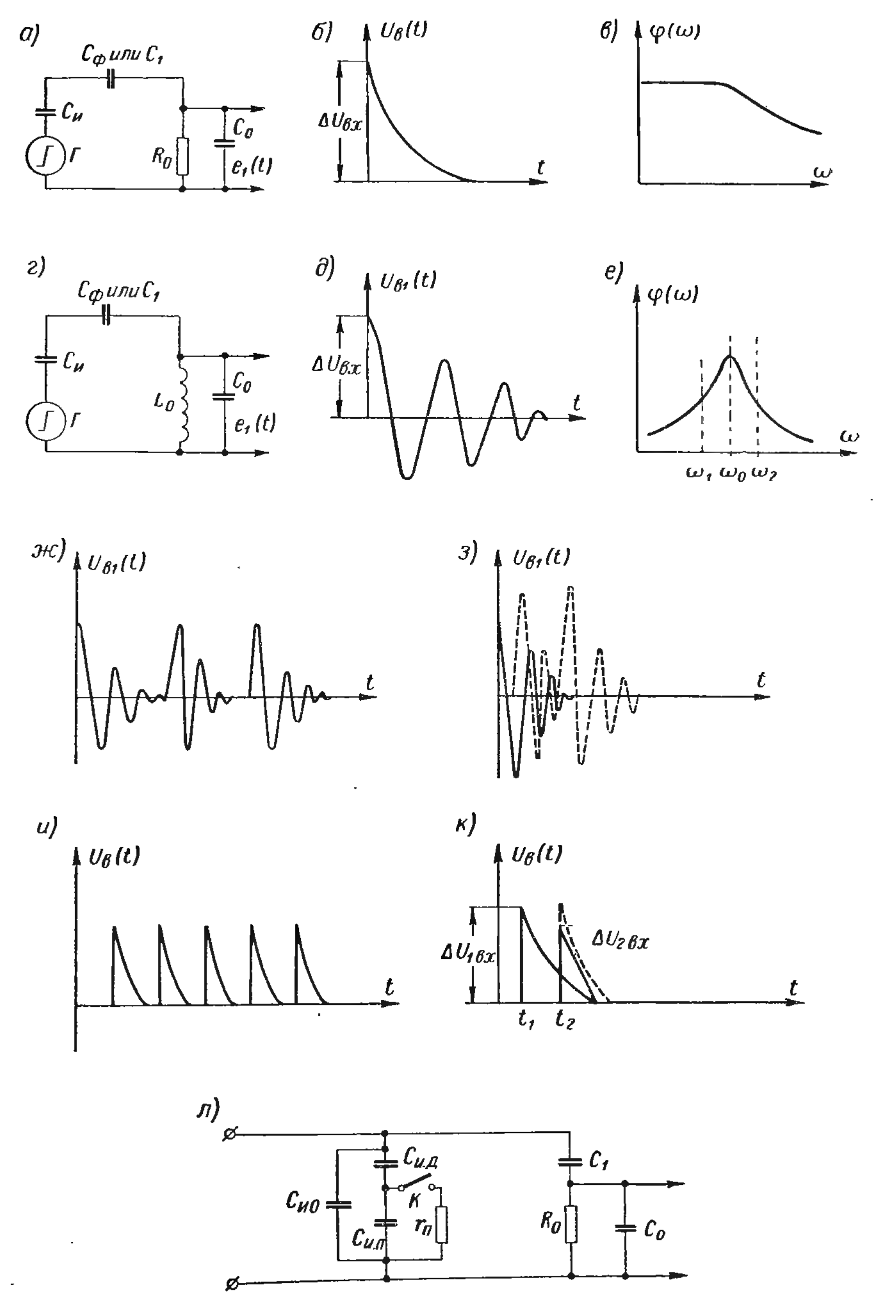
Уже указывалось, что наблюдаемый спектр колебаний при ионизации в значительной мере определяется параметрами схемы индикации. Приведем данные для некоторых случаев.

а) В качестве элемента связи использован резистор (рис. 5-9,*а*). Упрощенная схема приведена на рис. 5-12,*а*. Если

---

Рис. 5-12. Схемы измерительной цепи: *а* — упрощенная схема цепи с резистором в качестве элемента связи; *б* — вид импульса на выходе цепи рис. 5-12, *а*; *в* — вид амплитудного спектра импульса рис. 5-12, *б*; *г* — упрощенная схема цепи с катушкой индуктивности в качестве элемента связи; *д* — вид импульса на выходе цепи рис. 5-12, *г*; *е* — вид амплитудного спектра импульса рис. 5-12, *г*; *ж*, *и* — неперекрывающиеся импульсы; *з*, *к* — перекрывающиеся импульсы; *л* — более полная схема цепи с резистором в качестве элемента связи

$C_ф$ — для схемы рис. 5-9, *а*; $C_1$ — для схемы рис. 5-10, *б*; $u_в(t) = \Delta U_{вх} e^{-a_c t}$; $a_c = \frac{1}{R_0 C_{об}} = \frac{1}{\tau_В}$; $u_{в1}(t) = \Delta U_{вх} e^{-\alpha_1 t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\alpha_1}{\omega_0} \sin \omega_0 t\right)$; $\alpha_1 = \frac{r_к}{2L_0}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0} - \alpha^2}$; $C_{об}$ — см. табл. 5-2; $r_к$ — активное сопротивление катушки $L_0$



а)
Сф или С1
Си
Г
R0
С0
e1(t)
б)
Uв(t)
ΔUвх
t
в)
φ(ω)
ω
г)
Сф или С1
Си
Г
L0
С0
e1(t)
д)
Uв1(t)
ΔUвх
t
е)
φ(ω)
ω
ω1 ω0 ω2
ж)
Uв1(t)
t
з)
Uв1(t)
t
и)
Uв(t)
t
к)
Uв(t)
ΔU1вх
ΔU2вх
t
t1
t2
л)
Си.д
Си0
К
Си.п
rп
С1
R0
С0

на вход четырехполюсника подать функцию времени вида

$$e_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\omega)\, e^{j\omega t} d\omega, \tag{5-16}$$

то на выходе его получим

$$e_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\omega)\, h(\omega)\, e^{j\omega t} d\omega, \tag{5-17}$$

где

$$\varphi(\omega) = |\varphi(\omega)|\, e^{j\psi(\omega)} \tag{5-18}$$

является функцией частотного спектра входного сигнала, а

$$h(\omega) = |h(\omega)|\, e^{-j\xi(\omega)} \tag{5-19}$$

представляет собой функцию частотного спектра четырехполосника. Минус у $\xi$ обычно берется для получения положительных значений при отстающих углах. Функция частотного спектра четырехполосника обычно называется характеристикой системы и представляется [5-47] как $h(\omega) = Y_{12}(\omega) Z_2(\omega)$. Тогда из (5-17)—(5-19) получают

$$e_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |\varphi(\omega)|\, |h(\omega)\, e^{j(\omega t + \psi - \xi)} d\omega,$$

а $|\varphi(\omega)|\,|h(\omega)| = |\varphi(\omega)|\,|Y_{12}(\omega)|\,|Z_2(\omega)|$

является амплитудным спектром функции выходного сигнала и $(\psi - \xi)$ — фазовым спектром функции выходного сигнала.

Функция частотного спектра сигнала $e_2(t)$ и определяет в конечном итоге спектр частот, который нам удается наблюдать на выходной нагрузке $(Z_2)$ усилителя при ионизационном процессе, когда на вход усилителя подается входной сигнал $e_1(t)$ с частотным спектром $\varphi(\omega)$, вызванный ЧР в испытуемом конденсаторе.

Для определения входного сигнала, поступающего на усилитель при ЧР, необходимо рассмотреть устанавливающиеся процессы в полной эквивалентной схеме измерительной цепи (рис. 5-12,*л*). Как показали К. А. Зайцев и Ю. М. Твердов [5-46], во время разряда при $t_0 < t < t_{\text{пр}}$ напряжение на полости, где развивается ЧР,

$$u_{\text{п}}(t) = U_{\text{з. р}}\left(1 - e^{-t/\tau_{\text{п}}}\right), \tag{5-20}$$

на испытуемом конденсаторе $C_{\text{и}}$

$$u_{\text{и}}(t) = -\left[U_{\text{з. р}} C_{\text{и. д}} / (C_{\text{и}} + C_1)\right] \{1 - [a_{\text{п}}(a_{\text{с}} - a_0)/a_0(a_{\text{с}} - a_{\text{п}})]^{-e^{a_c t}} + $$

$$+ [a_c(a_{\text{п}} - a_0)/[a_0(a_c - a_{\text{п}})]\, e^{-a_{\text{п}} t}\} \tag{5-21}$$

и на входе усилителя

$$u_{\text{в}}(t)=\{U_{\text{з.р}}C_{\text{и.д}}C_1a_{\text{п}}/[C_{\text{об}}(C_1+C_0)\times \times(a_c-a_{\text{п}})]\}\left(e^{-a_ct}-e^{-a_ct}\right). \qquad (5\text{-}22)$$

После окончания разряда $t>t_{\text{пр}}$, $t'=t-t_{\text{пр}}$.

Напряжение на полости

$$u_{\text{п}}(t)=U_{\text{п.п}}+\{C_{\text{и.д}}C_1U_{\text{в.п}}/[(C_{\text{и.п}}+C_{\text{и.д}})(C_{\text{и}}+C_1)]\}\left(1-e^{-a_ct'}\right), \qquad (5\text{-}23)$$

на испытуемом конденсаторе $C_{\text{и}}$

$$u_{\text{и}}(t)=U_{\text{о.п}}-[U_{\text{в.п}}C_1/(C_{\text{и}}+C_1)]\left(1-e^{-a_ct'}\right) \qquad (5\text{-}24)$$

и на входе усилителя

$$u_{\text{в}}(t)=U_{\text{в.п}}e^{-a_ct'}. \qquad (5\text{-}25)$$

В выражениях (5-20) — (5-25): $t_{\text{пр}}$ — время погасания разряда; $U_{\text{з.р}}$, $U_{\text{п.р}}$ — напряжения зажигания и погасания разряда; $\tau_{\text{п}}=1/a_{\text{п}}\approx r_{\text{п}}(C_{\text{и.д}}+C_{\text{и.п}})$ — постоянная времени разряда полости; $\tau_{\text{в}}=1/a_c=R_0C_{\text{об}}(C_1+C_0)/(C_1+C_{\text{и}})$ — постоянная времени входной цепи усилителя; $C_{\text{об}}=C_{\text{и0}}+C_{\text{и.п}}C_{\text{и.д}}/(C_{\text{и.п}}+C_{\text{и.д}})+$ $+C_1C_0/(C_1+C_0)$ — общая емкость схемы: $U_{\text{п.п}}=U_{\text{з.р}}-U_{\text{п.р}}$ — напряжение погасания разряда полости (причем обычно $C_{\text{и0}}\approx$ $\sim C_{\text{и}}$, $C_{\text{и0}}>C_{\text{и.п}}>C_{\text{и.д}}$); $U_{\text{о.п}}$ и $U_{\text{в.п}}$ — напряжения при погасании разряда на $C_{\text{и}}$ и входе усилителя соответственно. Они определяются из (5-21) и (5-22) при $t=t_{\text{п.р}}$.

Таким образом, форма импульса на входе усилителя при ЧР, определяемая выражением (5-23), зависит от постоянных времени полости и входной цепи усилителя, общей емкости схемы и напряжения, при котором начинается разряд в полости. Однако во многих случаях, когда $\tau_{\text{в}}$ достаточно велика по сравнению с $\tau_{\text{п}}$, а именно: при $\tau_{\text{в}}\gg\tau_{\text{п}}$, можно считать, что ЧР происходит мгновенно и выражения (5-20) можно заменить единичной функцией [5-18а, 5-64, 5-79, 5-98]. В этом случае цепь $C_{\text{ф}}$, $C_1$, $R_0$ и $C_0$ будет дифференцировать фронт импульса единичной функции (рис. 5-12, *а*) и мы получим $U_{\text{в}}(t)$ в виде экспоненциального импульса (рис. 5-12,*б*).

В случае, когда импульс начинается не в начале координат $(t_1\neq 0)$,

$$u_{\text{в}}(t)=\Delta U_{\text{вх}}e^{-(t-t_1)/\tau_{\text{в}}}=\Delta U_{\text{вх}}e^{(t_1-t)/a_c}, \qquad (5\text{-}26)$$

где

$$a_c=1/(R_0C_{\text{об}})=1/\tau_{\text{в}}.$$

Если начало импульса совпадает с началом координат $t_1=0$, $u_в(t)=\Delta U_{вх}e^{-a_c t}$.

Амплитудное значение импульса $\Delta U_{вх}$ на входе усилителя (рис. 5-12, *а, г*) может быть определено из распределения напряжений по емкостям $C_и$, $C_1$, $C_ф$ и $C_0$ при $t=0$. Соответствующие величины $\Delta U_{вх}$ приведены в табл. 5-2.

*Таблица 5-2*

**Значения $\Delta U_{вх}$ и $C_{об}$ для различных схем**

| Схема | $\Delta U_{вх}$ | $C_{об}$ |
|---|---|---|
| Рис. 5-8 | $\dfrac{q_и}{C_и+C_0+C_0\dfrac{C_и}{C_2}}$ | $C_0+\dfrac{C_иC_2}{C_и+C_2}$ |
| Рис. 5-9 | $\dfrac{q_и}{C_и+C_0+C_0\dfrac{C_и}{C_ф}}$ | $C_0+\dfrac{C_иC_ф}{C_и+C_ф}$ |
| Рис. 5-10 | $\dfrac{q_и}{C_и+C_т+C_0+\dfrac{C_0(C_и+C_т)}{C_1}}$ | $C_0+\dfrac{C_1(C_и+C_т)}{C_и+C_1+C_т}$ |

Частотный спектр этого импульса [5-64, 5-83, 5-98] $|\varphi(\omega)|=\Delta U_{вх}/(\alpha+j\omega)$ и $|\varphi(\omega)|=\Delta U_{вх}/\sqrt{\alpha^2+\omega^2}$. В связи с трудностью аналитического определения частотного спектра сложных усилительных систем функцию выходного сигнала $e_2(t)$ не всегда представляется возможность получить. Поэтому в первом приближении оценка влияния полосы пропускания усилителя на искажение формы сигнала производится по величине энергии, которая используется на выходе усилителя [5-64, 5-98]. В этих работах показано, что при полосе усилителя $(0-f_2)$ значение граничной частоты $f_2$ получается:

$$f_2\approx a_c=1/(R_0C_{об})=1/\tau_в. \qquad (5\text{-}27)$$

Из (5-27) следует, что при $C_{об}=1000$ *пф* и $R_0=1$ *ком* $f_2=1$ *Мгц*. Таким образом, если цепь индикации ионизации построена на основе рис. 5-12, *а* и представляет собой экспоненциальный импульс, то для лучшей передачи энергии сигнала $u_в(t)$ необходим широкополосный усилитель.

б) В качестве элемента связи использована катушка индуктивности.

Подобное исследование показывает [5-18а, 5-37а, 5-64, 5-98], что, если $R_0$ заменить катушкой индуктивности $L$ (см. рис. 5-9, *б* и 5-10, *а*), целесообразнее использование избирательного усилителя. Для данного случая $\Delta f \approx 2a_1 = r_к/L$. Трудно сказать, какая схема предпочтительнее, схема с $R_0$ либо с $L$, по-видимому, они при относительно редких импульсах ЧР могут быть сделаны равноценными с точки зрения чувствительности.

Однако следует учесть, что при необходимости индицировать ионизационные процессы со сравнительно высокой частотой следования импульсов ЧР целесообразнее схемы, у которых в качестве элемента связи используется резистор.

Действительно, если импульсы ЧР следуют друг за другом с большими интервалами так, что и при наличии контура $L_0C_0$ колебания на нем не накладываются друг на друга (рис. 5-12, *ж*), то показания выходного прибора *6* (рис. 5-9, *б*) или прибора *7* (рис. 5-10, *а*) будут пропорциональны числу импульсов и их амплитудам, т. е. интегрирование будет осуществляться без особых искажений. В том случае, если интервалы между импульсами ЧР малы и колебания на $L_0C_0$ будут наслаиваться друг на друга (рис. 5-12, *з*), то показания выходного прибора перестают быть пропорциональными $n_и$ и $U_{вх}$, т. е. разрешающая способность схемы оказывается недостаточна в данном случае. Для схемы с $R_0$ указанный недостаток отсутствует и разрешающая способность не снижается даже при перекрывающихся импульсах (рис. 5-12, *и*).

Как показали Веверка (Veverka A.) и Хладек (Chládek I.) [5-87, 5-143], в схеме с $R_0$ и вольтметром средних значений на выходе усилителя показания прибора будут верны даже в случае рис. 5-12, к. Среднее значение импульса, выраженное в (5-26), будет

$$\Delta U_{1\,ср} = (1/T)\int_{t_1}^{T} \Delta U_{1\,вх} e^{(t_1-t)\,a_c}\,dt = \Delta U_{1\,вх}/\left[a_c T\left(1 - e^{(t_1-T)\,a_c}\right)\right].$$

Так как $t_{1макс} = T/2$, т. е. при $f = 50$ *гц*, $t_{1макс} = 0{,}01$ *сек*, то $a_с = 1/\tau_в = 1 \cdot 10^{-6}$ при $\tau_в \approx 1 \cdot 10^{-6}$ и $\Delta U_{1ср} \approx \Delta U_{1вх}/(a_с T)$.

Аналогично среднее значение любого другого импульса с амплитудой $\Delta U_{2вх}$, возникающего при $t = t_2$, будет $\Delta U_{2ср} \approx \Delta U_{2вх}/(a_c T)$. Найдем среднее значение данных импульсов в том случае, если они будут перекрываться (рис. 5-12, *к*). Тогда $\Delta U_{ср} = \Delta U_{1ср} + \Delta U_{2ср}$.

Таким образом, в данном случае показания вольтметра оказываются пропорциональными интенсивности ионизации и при большем числе импульсов, чем позволяет разрешающая способность схемы [5-142, 5-143]. Для предотвращения ударного возбуждения цепей с $L$-экспоненциальным импульсом, снимаемым с $R_0$, некоторые исследователи [5-87, 5-143] не используют

*LC*-фильтры верхних частот *5* в схеме рис. 5-10, *б*, а применяют *RC*-фильтры.

**Схемы с последовательным соединением элемента связи и испытуемого объекта.** На рис. 5-9 приведены разновидности этих схем, отличающиеся характером элемента связи, включением дополнительных фильтров, наличием постоянного напряжения смещения и т. п. Иногда они называются схемами измерения высокочастотных составляющих тока или регистрации изменения тока в образце [5-64]. Схема на рис. 5-9, *а* применялась рядом исследователей [5-38, 5-56, 5-60, 5-61, 5-97] для индикации ЧР в конденсаторах, кабелях, образцах диэлектриков и т. п. Наиболее полно схема исследована в работах Кучинского Г. С. [5-64], Дейкина и Лима (Dakin T. W, Lim I.) [5-98]. Как уже указывалось, при данной схеме целесообразно использовать широкополосный усилитель.

В [5-65, 5-98] применены усилители с полосой от 0,1 до 1 *Мгц*, а в [5-38] — узкополосные системы.

Схема рис. 5-9, *б* использована Куин (Quinn G. E.) [5-131, 5-132] и др. [5-15, 5-35, 5-39, 5-117, 5-139, 5-145]. Схемы рис. 5-9, *д*, *е* отличаются от схемы рис. 5-9, *б*, лишь тем, что у них включены специальные фильтры, а схема рис. 5-9, *г* — наличием трансформатора связи вместо дросселя [5-123, 5-126]. В схеме рис. 5-9, *д* имеется фильтр верхних частот между элементом связи *3* и усилителем *4*, а в схеме рис. 5-9, *е* кроме этого еще включен источник постоянного смещения *9* и фильтр нижних частот *8* в цепи высокого напряжения, предназначенный для ослабления влияния помех со стороны сети. Для этой же цели служат и конденсаторы $C_ф$, шунтирующие высоковольтные обмотки трансформаторов (рис. 5-9, *е, г, д*).

Следует иметь в виду, что при наличии короны у высоковольтного вывода испытуемого объекта и подводящего провода вблизи него включение $C_ф$ шунтирует токи короны и уменьшает составляющую тока через $R_0$, что снижает общую чувствительность схемы при короне. Включение $R_1$, наоборот, повышает общую чувствительность при необходимости исследования короны, так как включено последовательно на пути шунтирующего тока.

Для ионизационных процессов и ЧР внутри объекта включение $C_ф$ увеличивает проводимость для токов ионизации, падение напряжения которых и снимается с $R_0$ для дальнейшего усиления, повышая тем самым общую чувствительность схемы. Включение $R_1$ уменьшает чувствительность данной схемы к частичным разрядам внутри $C_и$, и поэтому величина $R_1$ должна выбираться небольшой, такой, какой необходимо для образования фильтра $R_1C_ф$, ослабляющего помехи со стороны питающей сети.

В схемах (рис. 5-9, *д, е*) используются узкополосные усилители [5-16, 5-64, 5-98]. Борисоглебский П. В. и Пинталь Ю. С.

[5-16] использовали узкополосный усилитель при средней частоте 8 *Мгц* с $K=400$ и усилитель осциллографа ($K=1500$) и получили чрезвычайно высокую общую чувствительность $1 \cdot 10^{-15}$ *к/мм*. Схемы рис. 5-9, *в, г*, использованные в работах Армана и Стара [5-91], Дейкина и Лима [5-98], Беннета (Bennet E.) [5-95] и других, являются, по сути дела, схемами Архангельского К. С. и Власова А. Н. [5-8, 5-9, 5-24].

**Схемы с параллельным соединением элемента связи и испытуемого объекта.** Разновидности этих схем показаны на рис. 5-10. Эти схемы иногда называются схемами измерения высокочастотных составляющих напряжения или регистрации изменения напряжения на образце. Схемы применяются, когда конструктивные особенности испытуемого объекта требуют (во избежание больших наводок и помех) заземления одного из выводов (зажимов). Схемы исследованы многими из авторов, упомянутых в § 5-2, п.Г; при монтаже стационарных высоковольтных испытательных установок можно при некотором перемонтаже предусмотреть возможность перехода от одной схемы к другой.

При исследовании ионизации в трансформаторах оказалась достаточно эффективной [5-21] схема (рис. 5-10, *в*) К. С. Архангельского и А. Н. Власова. Исследования проводились без постоянного напряжения смещения (источник *9* отсутствовал), а колебательный контур настраивался на частоту 500 *кгц*. Испытуемый трансформатор включался вместо $C_{и}$, причем концы первичной обмотки, соединенные вместе, присоединялись к земле, а концы вторичной — к высоковольтному электроду.

Бланчарди и Афталион (Blanchardie R., Aftalion R.) [5-95а] испытывали трансформаторы по параллельной схеме и в качестве элемента связи использовали фильтр верхних частот. Схема с колебательным контуром в качестве элемента связи использована при испытании распределительных устройств[1], отрезков кабеля и образцов диэлектриков [5-98]. Схема рис. 5-10, *а* также получила широкое распространение при проектировании установок для изучения ЧР в конденсаторах и материалах [5-66, 5-134], кабелях [5-124] и изоляции электрических машин [5-18].

Не менее широко в практике [1-16, 5-12, 5-97] используется и схема рис. 5-10, *б*, подробно изученная Г. С. Кучинским и его учениками [5-61, 5-79]. Для повышения помехозащищенности индикаторов ЧР на основе схем рис. 5-9 и 5-10 П. В. Борисоглебский и П. М. Сви предложили измерять ЧР только во время положительной полуволны испытательного напряжения для избежания завышенных результатов измерения при коронировании подводящих проводов [5-17]. В разработанном ими индикаторе первая лампа входного каскада усилителя запиралась при отрицательной полуволне напряжения.

---

[1] Архангельский К. С. Э, 1937, № 15, 42—44.

## Д. ИНДИКАЦИЯ ПРИ ПОСТОЯННОМ НАПРЯЖЕНИИ

Для индикации ЧР в конденсаторах, изоляторах, образцах диэлектриков и других объектах могут быть использованы почти все схемы, приведенные на рис. 5-9 и 5-10. Однако имеется ряд схем, специфичных для их использования при постоянном напряжении. Подобные схемы приведены на рис. 5-13. В схеме рис. 5-13, *а* используется прибор *4* для непосредственного измерения тока в цепи испытуемого конденсатора [5-127] и радиоприемное устройство *6*, которое может воспринимать высокоча-

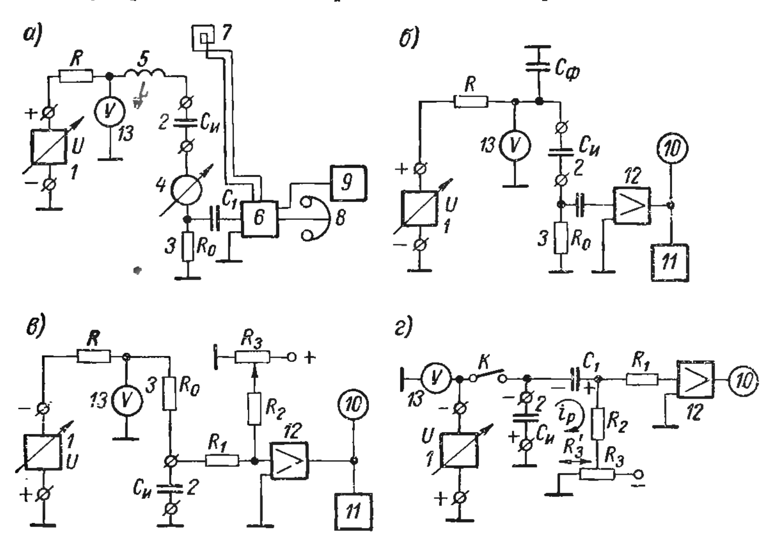



Рис. 5-13. Основные схемы индикации частичных разрядов при постоянном напряжении

*1* — регулируемый источник постоянного напряжения; *2* — испытуемый объект; *3* — опорный объект; *4* — прибор для измерения тока (в *мка*); *5* — индуктивность связи; *6* — радиоприемное устройство; *7* — рамочная антенна; *8* — наушники или динамик; *9* — осциллограф; *10* — индикаторный прибор или выходное реле; *11* — счетчик импульсов; *12* — усилитель импульсов или пороговая схема; *13* — измеритель напряжения

стотные колебания, возникающие при ионизации и излучаемые индуктивностью связи *5*, либо усиливать падение напряжения от токов этих колебаний на сопротивлении *3*.

На выходе приемного устройства включены осциллограф, динамический громкоговоритель либо наушники *8*. В некоторых установках [5-118, 5-120] вместо приемников использованы широкополосные усилители, в других [5-140] — приемники с двумя входами, как изображено на рис. 5-13, *а*. В качестве опорного сопротивления могут быть применены резисторы [5-13, 5-88], а также катушки индуктивности и резонансные контуры, настроенные на одну из частот полосы усилителя. При отсутствии ионизации в испытуемом объекте ток, показываемый прибором

*4* мал (не более единиц микроампер) и представляет собой обычный ток утечки, зависящий от многих внутренних и внешних факторов. С развитием ионизационных процессов средний ток, проходящий через конденсатор, начинает резко возрастать и может даже привести к пробою испытуемого образца. В некоторых установках для предохранения от пробоя объекта при испытаниях вводят ограничение по току [5-120]. По осциллографу можно обнаружить более ранние стадии ионизации, чем по прибору *4* и наушникам *8*.

В схемах рис. 5-13, *б*, *в* применены импульсные усилители либо пороговые схемы, обычно триггеры и мультивибраторы заторможенного типа. Они предназначены для индикации ЧР в конденсаторах, изоляторах и других подобных объектах при достижении на них напряжения определенной величины. В металлобумажных, слюдяных и пленочных конденсаторах некоторых типов частичные пробои «самовосстанавливаются» и не приводят сразу к ухудшению характеристик конденсатора.

В схеме рис. 5-13, *б* импульс напряжения за счет ЧР в $C_и$ снимается на усилитель *12* с резистора *3*. В схеме рис. 5-13, *в* [5-68] импульс снимается непосредственно с испытуемого конденсатора и в цепь сетки лампы первого каскада *12* подается смешающее напряжение такой величины, что при напряжении, соответствующем испытательному, создает на сетке небольшое отрицательное смещение. Схемы настраиваются таким образом, что импульсы ЧР определенной амплитуды вызывают срабатывание спускового устройства и затем выходного реле *10*. Выходное реле, в свою очередь, включает регистрирующее устройство либо сигнальную лампу, сигнализируя тем самым о наличии ЧР в испытуемом объекте. Схемы позволяют включать на выходе счетчики и различные пересчетные устройства для подсчета числа импульсов ЧР в течение длительного времени испытания конденсатора. Последнее важно при снятии зависимости числа ЧР в металлобумажных конденсаторах от времени и напряжения [1-31, 1-32, 1-35].

Схема рис. 5-13, *г* [5-114] также часто применяется для обнаружения ЧР в конденсаторах; она несколько отлична от ранее рассмотренных. В ней имеется вспомогательный конденсатор $C_1$ (у которого ЧР в диапазоне испытательных напряжений отсутствуют), заряжающийся при замыкании ключа К одновременно с испытуемым $C_и$. Затем ключ К размыкается и конденсаторы отключаются от источника напряжения *1*. При наличии у конденсатора $C_и$ слабых мест, у него возникает ЧР и конденсатор $C_1$, разряжаясь на $C_и$ по цепи $C_1$, $R_2$, $R_3'$, создает на $R_2$ и $R_3'$ импульс, необходимый для срабатывания спусковой схемы и выходного реле *10*.

В этой схеме на входе усилителя или спусковой схеме *12* оказывается импульс, амплитуда которого равна величине скачка напряжения на конденсаторе $C_и$, вызванного ЧР. Действительно,

ток разряда конденсатора $C_1$ ($i_р$ показан стрелкой на рис. 5-13, *г*) при уменьшении напряжения на $C_и$ на $\Delta U$ будет $i_р = [\Delta U/(R_2+R'_3)]e^{-t/\tau}$, где $\tau = (R_2+R'_2)C_1C_и/(C_1+C_и)$.

Напряжение импульса на входе усилителя *12*

$$u_R = i_р(R_2 + R'_3) = \Delta U e^{-t/\tau}.$$

Выбрав регулировкой $R_3$ соответствующую величину смещения на сетке лампы входного каскада *12*, можно измерить величину скачка напряжения на испытуемом конденсаторе при ЧР.

## Е. ИНДИКАЦИЯ ПРИ ИМПУЛЬСНОМ НАПРЯЖЕНИИ

С развитием высоковольтной импульсной техники исследователи стали проявлять интерес к изучению особенностей возникновения внутренних ЧР и короны в электрической изоляции при импульсных напряжениях. Разработчики импульсных устройств и эксплуатационники, естественно, интересовались надежностью работы и сроком службы таких элементов конструкций, как трансформаторы, изоляторы, конденсаторы, отрезки кабеля при различных импульсных режимах, перегрузках и т. п. Требовались нормы на оптимальные размеры деталей и узлов, необходимые при конструировании малогабаритной высоковольтной импульсной аппаратуры, а также данные по напряжению начала ионизации для используемых изоляционных материалов.

Работы в области электрической прочности и пробоя диэлектриков [5-28, 5-29, 5-48, 5-50] при импульсных напряжениях, исследования физических проблем, связанных с короной [1,34, 5-32, 5-88, 5-105, 5-106, 5-140], подготовили теоретическую и экспериментальную базы импульсных испытаний деталей и материалов, индикации ионизационных процессов и ЧР.

Вначале испытания проводились на высоковольтных генераторах с накопительными конденсаторами и шаровыми разрядниками [5-28, 5-37], дающих так называемые полные волны — импульсы напряжения, характеризующиеся (рис. 5-14, *а*) сравнительно крутым передним фронтом и пологим задним фронтом, либо срезанные, имеющие укороченный и задний фронт (рис. 5-14, *б*), затем стали строить высоковольтные генераторы импульсов прямоугольной формы. Значительное количество исследований конденсаторов, изоляторов, трансформаторов выполнено при полных и срезанных волнах [5-2, 5-14, 5-30, 5-146].

Интересное приспособление для регистрации ЧР в трансформаторах при импульсных испытаниях предложено А. Г. Перлиным [5-70]. Внутри кожуха испытуемого трансформатора располагалась металлическая пластина, образующая электрод емкостного делителя, присоединяемого к одной из отклоняющих пластин осциллографа (рис. 5-14, *в*). На рис. 5-14, *г*, *д* изображены и другие схемы, применяющиеся для индикации ЧР

в трансформаторах при воздействии на них полной и срезанной волной.

Испытания показали, что от формы волны зависит значение разрядного напряжения и электрическая прочность изоляции. Так, например, по данным многих авторов [5-30, 5-146], электрическая прочность изоляции трансформаторов и других объектов при испытании стандартной полной волной 1,5/40 *мксек* оказы-

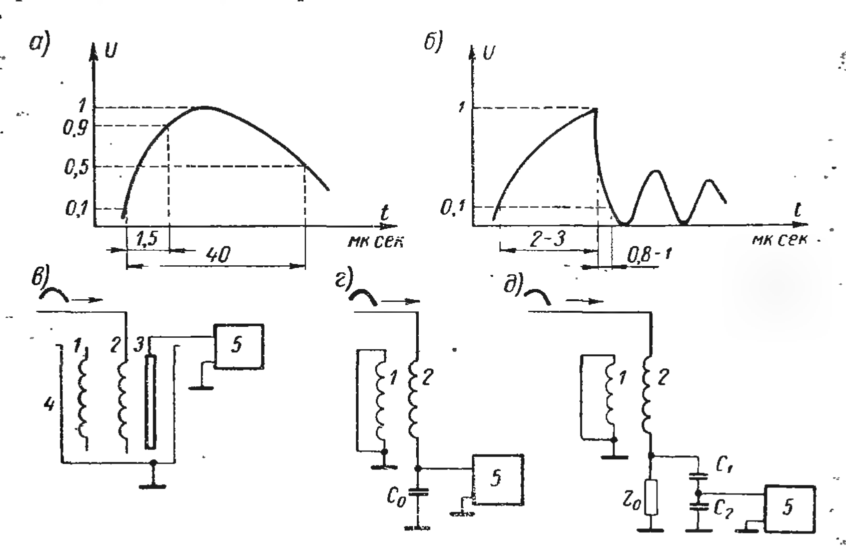



Рис. 5-14. Схемы импульсных испытаний изоляции трансформаторов: *а* — вид полной волны; *б* — вид урезанной волны; *в, г, д* — схемы испытания изоляции трансформаторов на ЧР

*1* и *2* — обмотки трансформатора; *3* — металлическая пластина; *4* — кожух; *5* — осциллограф

вается выше от 1,1 до 3 раз, чем при испытании синусоидальным напряжением 50 (60) *гц*.

Было далее установлено, что коэффициент импульса[1] увеличивается с увеличением крутизны фронта волны. Так, при волне с фронтом 17 *кв/мксек* коэффициент импульса немногим превышал 1, а при крутизне 107 *кв/мксек* он превышал[2] 1,29.

Ионизационные процессы при импульсных напряжениях также начинаются при более высоких значениях градиента по сравнению с напряжением технической частоты. По данным Вогеля (Vogel F. S.) [5-146] напряжение начала короны для волны 1,5/40 *мксек* в 2—2,1 раза выше значения напряжения

---

[1] Под коэффициентом импульса в данном случае понимают отношение пробивного напряжения при импульсном напряжении к пробивному напряжению технической частоты 50 (60) *гц*.

Отношение $U_{_}/U_{\sim}$ называют коэффициентом упрочнения [5-30].

[2] Залесский А. М., Зингерман А. С. Э, 1949, № 2, 9—16.

начала короны при 60 *гц* при прочих равных условиях. Это находит объяснение в работах Гея и Зайонца [5-115], Инглиша (English W. N.) [5-105, 5-106] и др. [5-111], проводивших исследования процессов формирования короны и ЧР в изоляции при импульсных напряжениях, исследовавших основные физические факторы, определяющие временные соотношения и постоянные времени ионизационного процесса для различных сред и конструкций.

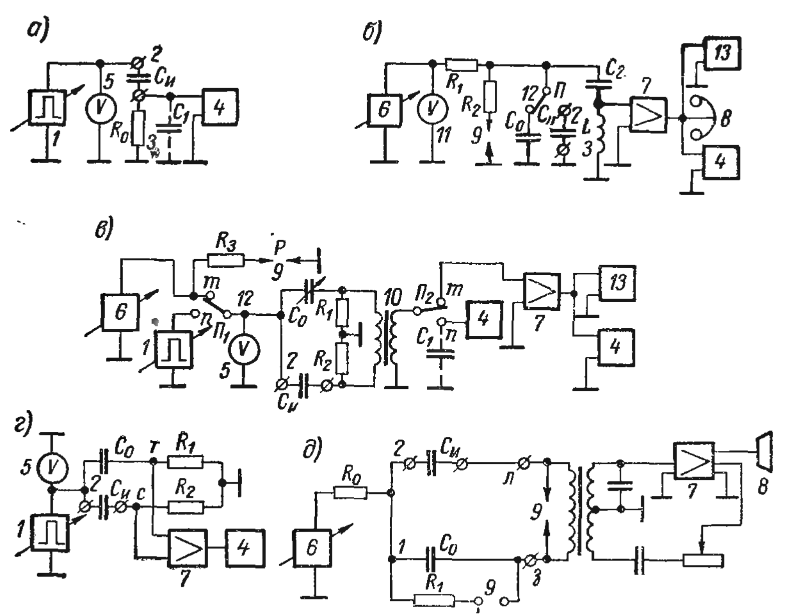


Рис. 5-15. Схемы индикации ионизационных процессов при импульсном напряжении

*1* — генератор высоковольтных импульсов; *2* — испытуемый объект; *3* — элемент связи; *4* — осциллограф; *5* — измеритель амплитуды импульса; *6* — источник постоянного напряжения; *7* — усилитель; *8* — наушники или динамик; *9* — разрядник; *10* — импульсный трансформатор; *11* — измеритель постоянного напряжения; *12* — переключатель; *13* — счетчик импульсов

Схемы, обычно используемые для индикации ЧР на импульсах, собраны на рис. 5-15. На рис. 5-15, *а* приведена схема, подобная представленным на рис. 5-9, *а*, и 5-13, *б*. Она относится к схемам с последовательным включением элемента связи. В этой схеме цепь $C_и$ и $R_0$ питается от генератора импульсов *1* и осциллограф *4* подсоединяется непосредственно к элементу связи *3*. В зависимости от постоянной времени указанной цепи проявляется в разной степени ее дифференцирующие свойства и эпюры напряжений на $C_и$ и $R_0$ принимают вид, показанный на рис. 5-16.

При наличии ионизационных процессов, развивающихся на фронте импульса (нарастание напряжения на $C_и$), на осцилло-

грамме $u_R$ (рис. 5-16, *б*) будут наблюдаться пики $к_1$; при развитии ионизации на плоской части $u_c$, если она будет, получим пичок $к_2$, в случае, если ионизационные процессы будут возникать и на заднем фронте импульса виден пичок $к_3$.

На рис. 5-15, *б* изображена схема с параллельным включением элемента связи, подобная схемам рис. 5-10, *а* и 5-13, *г*. Она предназначена для индикации ионизационных процессов в конденсаторах во время стадии заряда и разряда. Заряд испы-

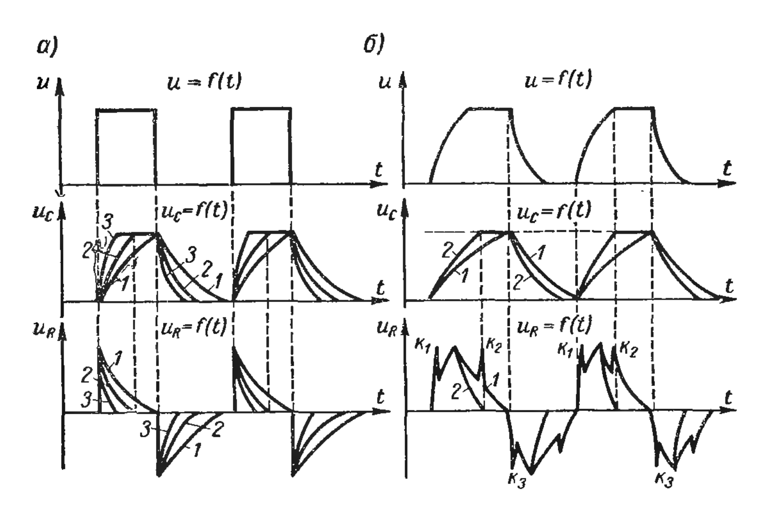



Рис. 5-16. Эпюры напряжений на элементах цепи рис. 5-15, *а* при подаче на нее прямоугольного импульса: *а* — прямоугольный импульс с крутыми фронтами; *б* — импульс с некрутыми фронтами

$u$ — вид напряжения на выходе генератора рис. 5-15, *а*; $u_C$ — вид кривой напряжения на $C_и$; $U_R$ — вид кривой напряжения на $R_0$; *1*, *2* и *3* — примерный вид кривых при различной постоянной времени цепи рис. 5-15, *а*

туемого конденсатора *2* происходит от источника постоянного напряжения *6* через зарядное сопротивление $R_1$, а разряд — через разрядник *9* и ограничивающее сопротивление $R_2$. Форма напряжения на $C_и$ совпадает с кривой *1* ($u_c = f(t)$ на рис. 5-16. Высокочастотное напряжение, возникающее при ионизации на индуктивности *3*, снимается на усилитель *7*. Затем подается на осциллограф *4* и счетчик импульсов *13* либо на динамик *8*. В схеме имеется конденсатор $C_0$, у которого в диапазоне рабочих напряжений отсутствуют ЧР и ионизационные процессы. С помощью переключателя *12* оператор, обнаруживший при каком-то напряжении ионизационный процесс в $C_и$, может, переключив на $C_0$, убедиться, что это именно ионизационный процесс, а не внешняя помеха.

При использовании управляемого разрядника с внешним поджигом можно отделить по времени зарядную и разрядную

стадии и иметь на испытуемом конденсаторе импульс любой длительности с плоской вершиной. Схема с неуправляемым разрядником использована в работе Ф. Ф. Ланге и И. И. Крючкова [5-66]. Схема рис. 5-15, *б* оказалась весьма эффективной для определения ЧР в многосекционных высоковольтных конденсаторах.

При пробое одной из последовательных секций конденсатора часто образовывались проводящие мостики (за счет частичек бумаги, угля и фольги, шунтировавшие пробивную секцию и затруднявшие индикацию поврежденного конденсатора). В схеме рис. 5-15, *б* указанные мостики разрушаются сильным разрядным током (при разрядке конденсатора через разрядник). При последующем заряде конденсатора ЧР в дефектной секции обнаруживаются по наличию низкочастотных колебаний. На основе этой схемы Ф. Ф. Ланге и Н. Н. Крючковым разработаны приборы РПК-1 и РПК-3 [5-55а]. Усилитель прибора РПК-2 выполнен на лампах 6Ж7 и 6П3С. ЧР обнаруживаются по шуму в динамике, включенном в анодную цепь выходной лампы 6П3С и миганию светящегося сектора лампы 6Е5. Прибор РПК-3 выполнен полностью на полупроводниковых триодах и диодах. В качестве индикатора ЧР применен динамик. Блок-схема прибора РПК-3 приведена на рис. 5-15, *д*. Во входную цепь усилителя, как это имело место в приборе ИСК-2 [5-86], включен резонансный контур.

На рис. 5-15, *в*, *г* представлены мостовые схемы. Они являются разновидностью схем рис. 5-8. Схема рис. 5-15, *в* может быть использована для определения ЧР при заряде и разряде испытуемого конденсатора, при этом необходимо поставить переключатели $П_1$ и $П_2$ в положение *т*. В этом схема в принципе мало отличается от схемы рис. 5-15, *б*, за исключением того, что в схеме рис. 5-15, *в* использована мостовая схема выделения высокочастотных составляющих, возникающих при ионизации. И в данном случае использование управляемого разрядника с внешним поджигом либо двух выключателей [5-67] позволяет раздельное исследование стадии заряда и разряда. Перебросив переключатели $П_1$ и $П_2$ в положение *п*, получим схему, использованную Муром и Инглишем (Moore D. B., English W. N.), для исследования короны в промежутке игла — плоскость при коротких (1—2 *мксек*) прямоугольных импульсах [5-126]. Генератор, дающий высоковольтные импульсы, был собран на водородном тиратроне 5С22 по обычной схеме с формирующей линией.

На рис. 5-15, *г* приведена схема, применявшаяся Хэгенгасом и Ляо (Hagenguth J. B., Liao T. W.) для изучения короны в различных коронирующих конструкциях при более длинных импульсах порядка 40 *мксек* [5-111].

Общим для этих мостовых схем (рис. 5-15, *в*, *г*) является попытка уравнять зарядные токи и токи проводимости обеих

ветвей. Естественно, при питании моста импульсным напряжением нормальные зарядные токи также имеют импульсный характер. Зарядные токи имеют значения, на много порядков превышающие импульсы токов ионизации, и без предварительного уравнивания зарядных токов индикация импульсов ионизации крайне затруднена.

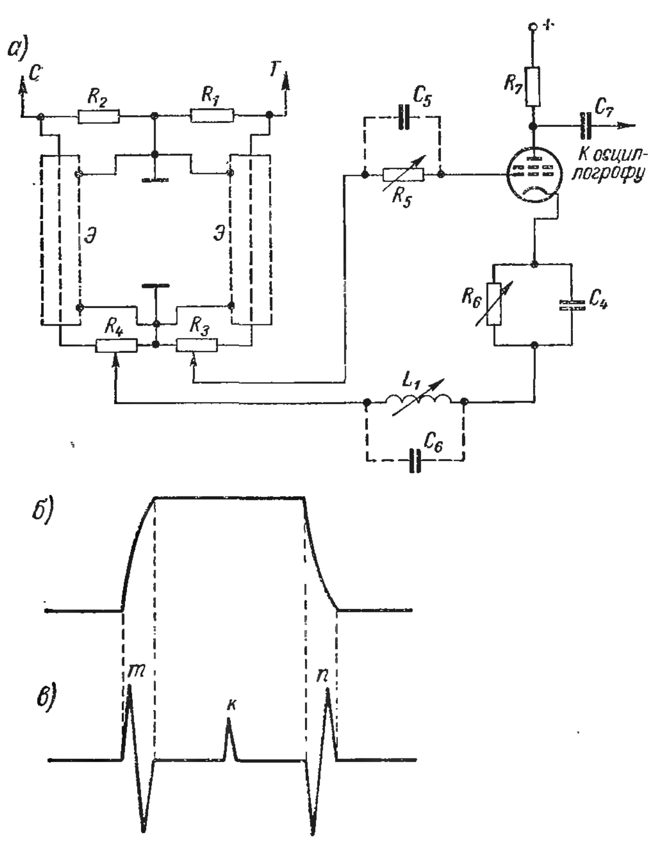



Рис. 5-17. Схема компенсации зарядных токов конденсаторов $C_и$ и $C_0$ цепи рис. 5-15, *г*; *а* — схема усилителя 7 рис. 5-15, *г*; *б* — вид входного импульса; *в* — вид выходных импульсов: *С*, *Т* — точки соединения к схеме рис. 5-15, *г*

В случае, если постоянные времени ветвей сделать одинаковыми, т. е. при $C_0R_1 = C_иR_2$, разность потенциалов (на входе усилителя), вызванная зарядными токами $I_1$ и $I_2$, при отсутствии ионизации в $C_0$[1] и $C_и$ станет равна нулю. Тогда при развитии ионизации в $C_и$ импульсы ЧР можно будет наблюдать

[1] В конденсаторе $C_0$ ЧР должны отсутствовать во всем диапазоне испытательных напряжений.

на экране осциллографа (без значительных помех от зарядных токов) в течение всей длительности импульса (рис. 5-17, *б*).

Напряжение с резисторов $R_1$ и $R_2$ поступает на цепь сравнения (рис. 5-17, *а*) через отрезки коаксиального кабеля. Коаксиальные кабели должны быть тщательно согласованы по волновому сопротивлению с величинами сопротивлений резисторов. На выходе цепи сравнения при хорошем уравновешивании зарядных и разрядных токов имеются несбалансированные им-

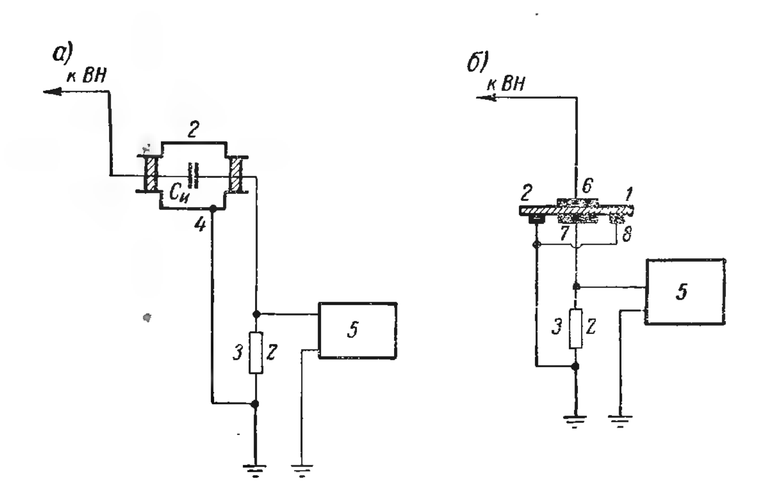



Рис. 5-18. Схемы подключения для испытания на ЧР трехэлектродных конденсаторов и образцов диэлектриков при наличии охранных электродов: *а* — трехэлектродный конденсатор; *б* — образец с охранным электродом

*1* — испытуемый диэлектрик; *2* — испытуемый конденсатор; *3* — элемент связи; *4* — экран; *5* — индикатор; *6* — высокопотенциальный электрод; *7* — низкопотенциальный электрод; *8* — охранное кольцо

пульсы токов заряда и импульсы ионизации (рис. 5-17, *б*). Выход цепи подсоединяется к импульсному усилителю и скоростному осциллографу [5-111]. Сопротивление $R_5$ и индуктивность $L_1$ используются при коррекции фазовых соотношений и позволяют более тонко уравнять зарядные токи. Значения $R_5$ и $L_1$ берутся маленькими, чтобы не исказить форму уравниваемых токов.

Уравновешивание производится при более низких амплитудах испытательного импульса, когда ионизация в $C_и$ заведомо отсутствует. Достигнуть на практике полного равновесия не удается из-за затруднений в создании широкополосного высоковольтного моста и устранении ассиметрии плеч, вызванных различием шунтирующих паразитных емкостей, разными длинами проводов и т. д. Поэтому всегда присутствуют небольшие выбросы, соответствующие фронту и спаду импульса, причем, чем они короче, тем труднее их скомпенсировать. Экспериментаторы

считают их присутствие даже полезным, так как они на осциллограмме обозначают начало и конец испытательного импульса.

**Испытание трехзажимных конденсаторов и образцов диэлектриков.** Исследование образцов диэлектриков в держателях с охранными кольцами, а также при испытании трехзажимных конденсаторов и конденсаторов, имеющих наружный экран, представляется важным правильное подсоединение экрана и охранных колец. В случае их правильного подключения можно исключить из результатов испытаний ионизационные процессы и ЧР, образующиеся на краях электродов, и выделить процессы, возникающие в толще диэлектрика. Варианты подключения экрана и охранных колец показаны на рис. 5-18, *в*.

## Ж. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

Почти все рассмотренные схемы содержат осциллографы, которые наряду с другими индикаторами, такими, как указатели, громкоговорители и телефон, счетчики импульсов, позволяют полнее исследовать ионизационный процесс. Тем не менее в ряде случаев могут быть использованы методы, при которых осциллограф, или, вернее, катодно-лучевая трубка является неотъемлемой частью испытательной схемы [5-93, 5-94, 5-99, 5-137]. Разновидности схем на основе этих методов приведены на рис. 5-19.

Как известно, если напряжение с измерительной диагонали моста (рис. 5-19, *а*) подать на *X*-пластины катодно-лучевой трубки, а напряжение от источника, питающего мост, на *Y*-пластины, то в случае, если мост разбалансирован по активной и реактивной составляющим импеданса [1-16, 2-23], на экране трубки будет виден эллипс, ось которого может быть расположена под любым углом к осям координат (рис. 5-20, *в*).

При полностью уравновешенном мосте луч будет вычерчивать прямую (*1*), параллельную оси абсцисс (рис. 5-20, *а*). При расстройке по реактивной составляющей (по *C*) прямые в зависимости от знака фазового угла будут наклоняться к горизонтальной оси (рис. 5-20, *а*).

Изменения в $\operatorname{tg}\delta$ одного из плеч после равновесия вызывает на экране эллипс, причем величина меньшего диаметра эллипса указывает на степень несбалансированности моста по активной составляющей (по $\operatorname{tg}\delta$, см. рис. 5-20, *б*). Если в испытуемом конденсаторе $C_{и}$ начинаются при каком-то напряжении ЧР, то на кривой видны всплески (рис. 5-20, *в*).

При фотографировании с экрана на пленку, расположенную на барабанчике, вращающемся относительно горизонтальной оси [5-80, 5-93], можно получить картину, показанную на рис. 5-20, *д*. Иногда на пластины вертикального отклонения подают напряжение, сдвинутое на $\pi/2$ по отношению к фазе питающего напряжения [5-93], и тогда главная ось эллипса располагается перпендикулярно к оси *X*.

На рис. 5-19, *г* изображены немостовые схемы, использующие непосредственно катодно-лучевую трубку. При нахождении переключателя *8* в положении *m* образуется схема с дросселем [5-39], подобная схеме рис. 5-9, *б*, а при положении *n* получается схема с трансформатором [5-95], подобная рис. 5-9, *г*. Данная

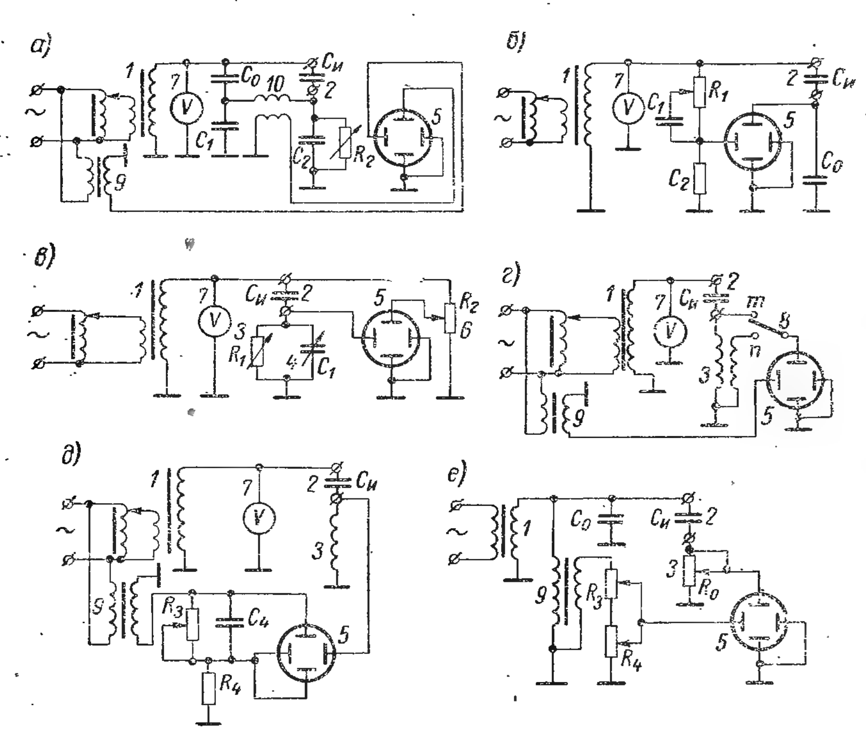



Рис. 5-19. Схемы индикации ионизационных процессов, включающие катодно-лучевую трубку

*1* — регулируемый источник переменного напряжения; *2* — испытуемый объект; *3* — опорный элемент; *4* — регулятор фазы; *5* — катодно-лучевая трубка; *6* — регулятор чувствительности развертки; *7* — измеритель переменного напряжения; *8* — переключатель; *9* — источник питания развертки; *10* — трансформатор

схема (рис. 5—19, *г*) была впервые использована Бенетом (Bennet E.) для изучения короны вокруг провода [5-95].

Схема рис. 5-19, *б* была использована Дейкином и Малинериком (Dakin T. W., Malinaric P. J.) для исследования ЧР и потерь в изоляции [5-99]. Кривая, наблюдаемая в данной схеме, приведена на рис. 5-20, *е*. На рис. 5-19, *д* показана схема с катодно-лучевой трубкой при круговой или эллиптической развертке. Наблюдаемая при этом кривая представлена на рис. 5-20, *г*.

Разновидность схемы рис. 5-19, *д*, применявшаяся Ллойдом и Старом (Lloyd W. L., Starr E. C.) для изучения короны между

двумя проводниками [5-122], приведена на рис. 5-19, *е*. В этой схеме на одну пару пластин подается напряжение с делителя $R_3$, $R_4$, пропорциональное и совпадающее с испытательным напряжением, а на вторую — напряжение, снимаемое с резистора $R_0$, пропорциональное току через $C_и$.

Схема рис. 5-19, *е* подобна также схеме рис. 5-19, *в*, у которой использован дополнительный конденсатор $C_1$ для возможности компенсации влияния диэлектрических потерь испытуемого конденсатора $C_и$. Следует заметить, что схема рис. 5-19, *е* не

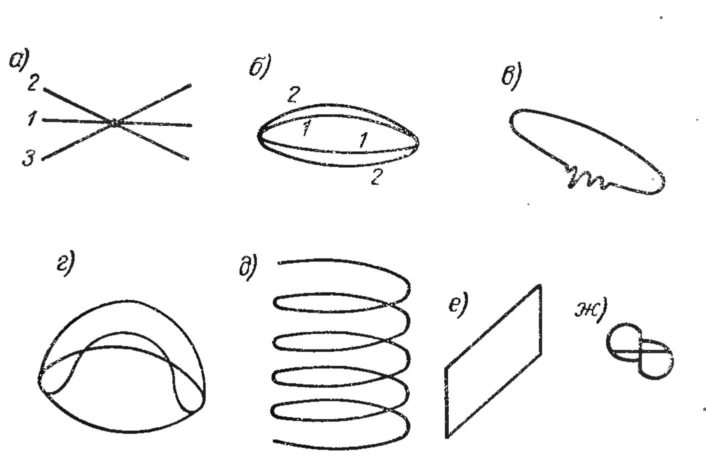



Рис. 5-20. Кривые, наблюдаемые на экране трубки: *а* — мост сбалансирован по tg δ; *б* — мост разбалансирован по tg δ; *в* — вид импульсов ЧР, возникающих на кривой; *г* — вид кривой по схеме рис. 5-19, *г*; *д* — вид кривой, получающейся на пленке, расположенной на вращающемся барабане; *е* — вид кривой по схеме рис. 5-19, *б*; *ж* — вид кривой по схеме рис. 5-19, *е*

требует высоковольтного регулируемого сопротивления $R_2$ и ее легче реализовать практически. При наличии ионизации в $C_и$ на экране наблюдается деформированный эллипс (рис. 5-20, *ж*).

## 3. МЕТОДЫ НА ОСНОВЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Рассматриваемые методы стали разрабатываться после появления радиоприемной аппаратуры, в особенности супергетеродинных приемников, имеющих высокую разрешающую способность и позволяющих индикацию сравнительно слабых напряженностей электромагнитного поля [5-23, 5-34, 5-76, 5-77].

Интерес к измерениям электромагнитных излучений[1] стимулировался общим развитием техники передачи и приема радиоволн, а также и необходимостью оценки влияний на воздушные

[1] Millan F. O., Barnet H. G. El. Eng., 1935, v. 54, № 8, 857—862.

линии связи[1] и радиомагистрали со стороны линий электропередач высокого напряжения, атмосферных разрядов и т. п. Необходимость защиты коммуникаций связи от внешних помех выявилась сразу же после эксплуатации первых телеграфных линий в 1830—1840 гг. и телефонных — в 1880—1890 гг.

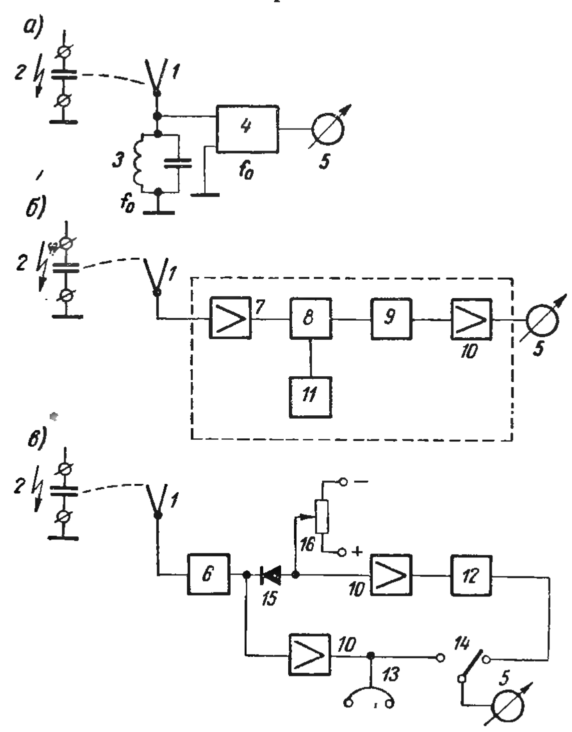



Рис. 5-21. Блок-схемы приборов, основанные на обнаружении электромагнитного излучения

*1* — антенна; *2* — испытуемый объект; *3* — входной контур; *4* — узкополосный усилитель ($\Delta f$) с детектором; *5* — выходной прибор; *6* — супергетеродинный приемник без детектора и УНЧ; *7* — УВЧ; *8* — смеситель; *9* — УПЧ; *10* — УНЧ; *11* — гетеродин; *12* — пересчетное устройство; *13* — наушники или динамик; *14* — переключатель; *15* — диод; *16* — регулируемый источник смещения

Помимо разработки средств и способов защиты цепей связи, стали также изучаться методы подавления помехи в месте ее возникновения. Выявилось, что одним из источников помех является корона, возникающая в известных условиях вокруг проводов линий высокого напряжения, на дефектных изоляторах, высоковольтных вводах и т. д.

Было установлено, например, что коронирующие высоковольтные линии излучают частоты от 70 *кгц* до 100 *Мгц* [5-76], а при ЧР в дефектных подвесных изоляторах имеет место ин-

[1] Коваленков В. И. Основы теории связи. ч. I и II, ОНТИ, 1931.

тенсивное излучение при частотах 40, 80, 150 и даже 10000 *Мгц* [5-76, 5-77].

Методы на основе обнаружения электромагнитного излучения не нуждаются в непосредственной связи прибора с испытуемым объектом и имеют с последним индуктивную либо емкостную связи, что позволяет проводить исследование высоковольтной изоляции на ЧР и корону [5-140] в процессе ее обычной эксплуатации [5-77], не требуя никаких отключений при установке аппаратуры, и т. п. Блок-схемы аппаратуры на основе данного метода показаны на рис. 5-21.

На рис. 5-21, *а* приведена схема с узкополосным усилителем со средней частотой $f_0=2$ *Мгц* с шириной полосы $\Delta f=10$ *кгц* [5-77] и входным резонансным контуром, настроенным на ту же частоту $f_0$. Рамочная антенна, или катушка индуктивности входного контура, устанавливается обычно рядом с проводом, по которому протекают токи ЧР и за счет электромагнитной связи на контуре выделяются составляющие напряжения частотой 2 *Мгц*, которые с помощью *4* усиливаются, детектируются и вызывают отклонение прибора *4*. Приборы на основе применения супергетеродинных приемников (рис. 5-21, *б*, *в*) располагаются на значительном расстоянии от исследуемого объекта. В схеме рис. 5-21, *в* имеется на выходе цепь компенсации, состоящая из диода *15* и источника напряжения смещения *16* и позволяющая использование счетчика импульсов *12*.

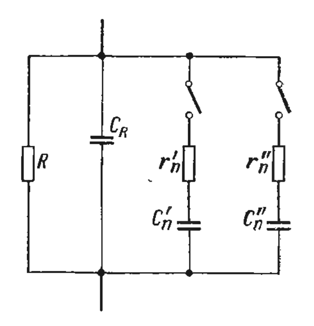



Рис. 5-22. Эквивалентная схема мерцающего конденсатора

$C_R$ — основная емкость; $R$ — сопротивление в параллельной схеме замещения (см. рис. 1-2, *б*); $C'_n$, $C''_n$ — емкости, образуемые макроскопическими «островками» металла электрода, подключаемые при «мерцании» конденсатора; $r''_n$, $r'_n$ — сопротивления, вносимые при подключении «островков» неоднородного электрода

На основе схем рис. 5-21 построены дефектоскопы [5-15, 5-23, 5-77], получившие распространение главным образом в энергосистемах для выявления дефектов в изоляторах высоковольтных магистралей и станционных вводов в процессе эксплуатации без перерывов в энергоснабжении.

Данные схемы могут быть использованы и для изучения ЧР и ионизационных процессов в высоковольтных конденсаторах непосредственно в рабочих условиях при любом приложенном напряжении (постоянное, переменное, импульсное). Применение их в ряде случаев поможет глубже изучить особенности конструкции конденсатора, способствующие образованию ЧР в его диэлектрике, ибо они способны индицировать поля не только от общего тока $i$, а также и непосредственно от токов ЧР (ток $i_c$, рис. 5-4), что очень важно для изучения процессов, происходящих в изоляции.

Кроме этого, как указывают некоторые авторы [5-23], дефектоскопы данного типа при использовании направленных антенн имеют повышенную помехоустойчивость по сравнению с приборами и установками на основе схем, рассмотренных в § 5-2, п.Г. Иногда подобные индикаторы вместо открытых антенн снабжаются частично экранированными щупами, содержащими ферритовые антенны [5-21].

## И. МЕТОДЫ ИНДИКАЦИИ МЕРЦАНИЯ КОНДЕНСАТОРОВ

Ионизационные процессы в конденсаторах могут происходить не только в толще диэлектрика, в его порах, но и на его поверхности, в зонах изолированных макроскопических островков металла электродов [1-14]. При этом изменения емкости могут быть бóльшими (рис. 5-22), чем при ЧР в поре. Подобная нестабильность была выявлена у керамических, слюдяных, стеклоэмалевых и других типов конденсаторов, электроды которых выполнены методом вжигания или напылением металла. Данная нестабильность, выявившаяся в начале при эксплуатации высокостабильных генераторов высокой частоты, а затем и в высокочувствительной приемной аппаратуре, получила название «мерцание», а конденсаторы [1], у которых емкость скачкообразно изменяется во времени, стали называться «мерцающими». Схемы индикации показаны на рис. 5-23.

В схемах рис. 5-23, *а*, *б* мерцание конденсатора выявляется непосредственно по уходу частоты генератора, в контур которого включен испытуемый конденсатор.[2] Эти схемы определяют частотные методы индикации мерцания и они могут быть реализованы либо с помощью вспомогательных генераторов на основе первичных (рис. 5-23, *а*) и вторичных биений (рис. 5-23, *б*), либо применением частотных дискриминаторов (рис. 5-23, *в*). Для возможности выявления малых изменений емкости частотные дискриминаторы должны иметь достаточно крутые кривые, что может быть достигнуто применением контуров на основе кварцевых резонаторов [5-86].

Для исследования мерцания используются так называемые генераторные методы.[3] На рис. 5-23 приведены разновидности схем на основе генераторного метода.

На рис. 5-23, *г* изображена схема с последовательным питанием, а на рис. 5-23, *д* — с параллельным питанием. В зависимости от режима генератора при мерцании испытуемого

---

[1] Как показано В. Т. Ренне, Ю. В. Багалеем и И. Д. Фридбергом [1-26], К. С. Полуляхом [5-72] и Д. М. Казарновским [1-14], при мерцании конденсатора tgδ резко возрастает. При $C'_n=0{,}002\ C_0$ (см. рис. 5-22) общий tgδ возрастает на величину $1\cdot10^{-3}$.

[2] Принцип использован в некоторых английских стандартах [1-42, 1-43].

[3] Полулях К. С. Электронные резонансные приборы. Изд. Харьковского университета, 1961.

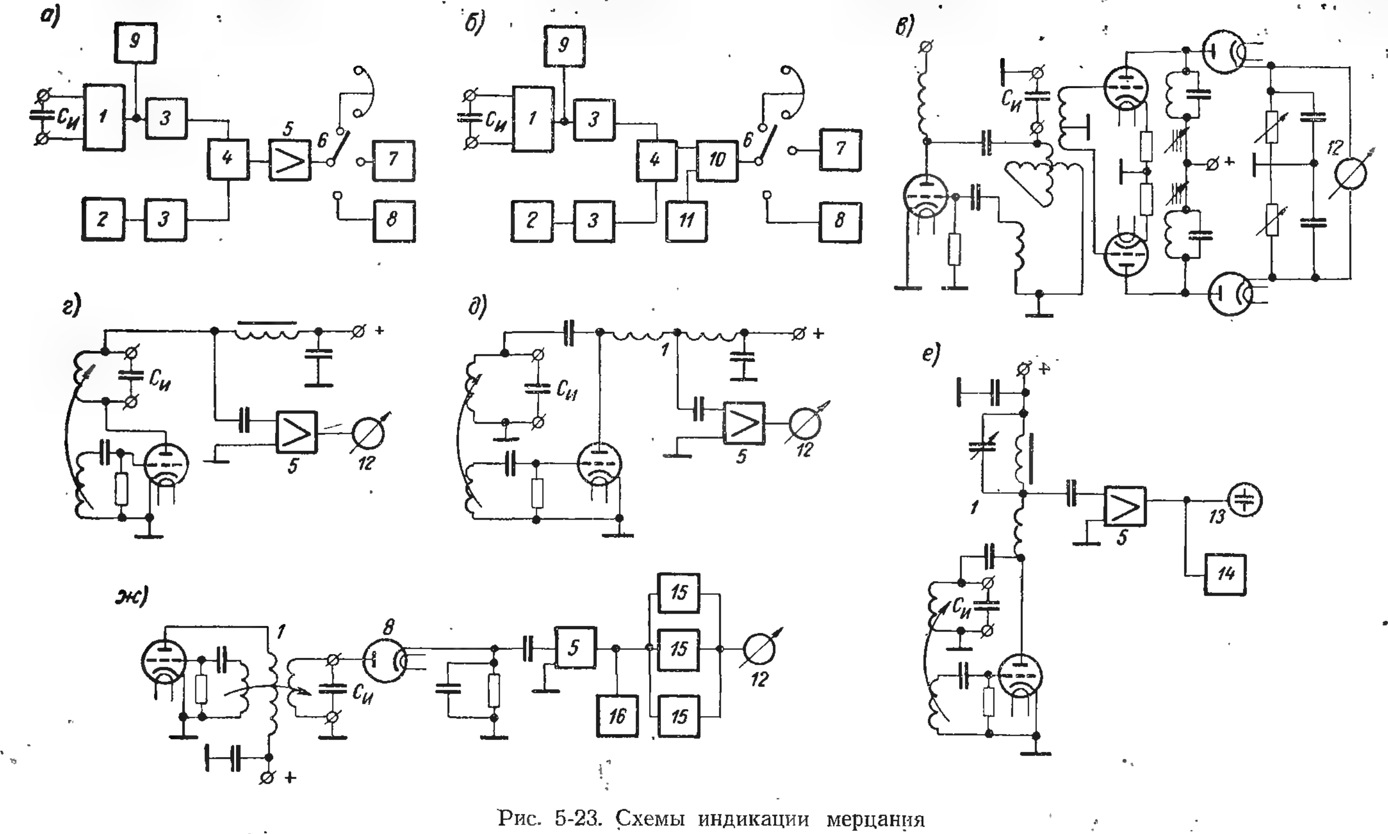



Рис. 5-23. Схемы индикации мерцания

1 — генератор на частоту $F_1$; 2 — генератор на частоту $F_1 \pm f_1$; 3 — буферный каскад; 4 — смеситель ($f_1$); 5 — усилитель; 6 — телефон; 7 — осциллограф; 8 — частотомер; 9 — ламповый вольтметр; 10 — смеситель ($f_0$); 11 — генератор на частоту $f_1 \pm f_0$; 12 — стрелочный прибор; 13 — неоновая лампа; 14 — счетчик числа импульсов; 15 — реле времени

конденсатора появляются броски постоянной составляющей анодного тока генераторной лампы (перенапряженный режим) либо изменения напряжения на контуре (недонапряженный режим). В первом случае, как показано К. С. Полуляхом, скачок активных потерь в конденсаторе при мерцании определяет импульс анодного тока $i_0 = I_0 + \Delta I_0 (1 - e^{-t/\tau})$, где $\tau = 2Q/\omega_0$; $Q$ — добротность контура генератора; $\omega_0$ — частота генератора.

Импульсы напряжения, возникающие при этом на дросселе $L$, будут

$$u = -L\frac{di_0}{dt} = -(L\Delta I_0/\tau)\,e^{-t/\tau} = -\,[I_0 Lk\Delta g/(g\tau)]\,e^{-t/\tau},$$

где $\Delta g/g$ — относительное изменение активной проводимости контура, а $k$ — коэффициент.

Данное напряжение усиливается и поступает на индикатор со стрелочным прибором на выходе. Колебание стрелки индикатора указывает на мерцание испытуемого конденсатора. Во втором случае (недонапряженный режим) мерцание конденсатора может вызывать параметрическую амплитудную и частотную модуляцию. Контурные (частотные) и генераторные методы (схемы рис. 5-23) определяют мерцание и ионизационные процессы в конденсаторе при воздействии на него напряжения высокой частоты. При проектировании и изготовлении приборов на основе этих схем (в особенности схем рис. 5-23, *г*—*ж*) приходится учитывать наличие ряда дестабилизирующих факторов, таких, как мерцание катода лампы, чувствительность к наводкам и импульсным помехам со стороны питающей сети и т. д., приводящим к колебаниям стрелки индикатора, причем не представляется возможным отделить помеху от мерцания испытуемого конденсатора.

Более помехоустойчивые приборы для индикации мерцания конденсаторов могут быть выполнены на основе использования схем рис. 5-9 и 5-10, работающих при более низкой частоте. При этом соответствующим выбором испытательного напряжения обеспечивается одинаковость результатов испытания.

## К. КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ИОНИЗАЦИИ

Разнообразие методов индикации ЧР привели к большому числу совершенно различных количественных мер и оценок интенсивности ионизационного процесса. Так, например, для звуковых методов приняли в качестве относительной количественной меры звуковое давление, в рамках оптических методов были введены единицы и меры, связанные с яркостью и спектральными характеристиками вспышки, электрические методы вызвали к жизни ряд специфических показателей. Методы, основанные на регистрации электромагнитного излучения (помех), с помощью приемников указывали выходной эффект в микро-

вольтах. Величина напряженности электромагнитного поля в месте приема, указываемая измерительным приемником, никак не связывалась с параметрами исследуемого процесса.

Г. С. Кучинский и В. Т. Ренне [5-51, 5-62] считали целесообразным выделить основные стадии ионизационного процесса (ИП) и предложили ряд определений. Приведем некоторые из них:

а) Напряжение начальной или неустойчивой ионизации (ННИ) — $U_{н.и}$. Под ННИ понимается наименьшее напряжение, при котором возможно существование в изоляции ИП (или короны) слабой интенсивности, не приводящей к заметному разрушению диэлектрика или уменьшению напряжения ионизации (НИ).

б) Напряжение критической или устойчивой ионизации (НУИ) — $U_{у.и}$. Под НУИ понимается наименьшее напряжение, при котором в изоляции имеют место ИП значительной интенсивности, вызывающей разрушение диэлектрика и сопровождающейся снижением НИ.

в) Кажущаяся интенсивность ионизации (КИИ) — $q_и$. Под КИИ понимается наибольший заряд, теряемый образцом диэлектрика при единичном импульсе ионизации.

г) Средняя относительная интенсивность ионизации (ОИИ). Под ОИИ понимают условную меру интенсивности ионизационных процессов в образце, определяемую согласно [5-12] величиной тока через испытуемый объект при ионизационном процессе и являющуюся функцией произведения КИИ и средней частоты импульсов ионизации — $n_и q'_и$. При этом предполагается, что разряды за каждый импульс имеют примерно одинаковые величины.

Некоторые авторы [5-119] предлагают ввести также в качестве критерия ионизационного процесса величину, пропорциональную квадрату среднего тока через образец, а именно:

$$D = I_и^2 / n_и = q_и^2 n_и.$$

Более близко с ионизационным процессом связаны такие характеристики, как $\Delta U$ (5-4) и (5-7), заряды $q_и$ (5-8) и $q$ (5-2), ток через испытуемый конденсатор $I_и$ (5-12). Следует отметить, что $\Delta U$ — скачок напряжения на конденсаторе при ЧР (5-4), (5-7) не совпадает со значением $E$ помехи (в *мкв*), измеренной регистраторами электромагнитных излучений, и может отличаться от него в сотни и тысячи раз.

Для разных задач исследования могут быть использованы разные группы параметров. Так, например, для сравнения однотипных объектов в отношении стойкости к ионизации и наличия дефектов могут быть использованы такие характеристики, как $U_{н.и}$, $U_{у.и}$. Другие задачи требуют определения токов, протекающих через испытуемый объект при ионизационном процессе, частоты следования ЧР и т. д.

Рассмотренные схемы (рис. 5-8—5-10) позволяют определить ток и заряд, который поступает от источника питания для компенсации потери его, вызванной ЧР. Согласно (5-9) и (5-12) имеем $q_и = I_и/n_и = \Delta U C_{и0}$. Обычно за меру интенсивности ионизационного процесса и принимают кажущуюся интенсивность $q_и$ в пикокулонах.

Таким образом, если при емкости $C_и \approx C_{и0} = 1000$ *пф* будет измерено значение $q_и = 0{,}02$ *пк*, то это способствует скачку напряжения на $C_и$ при ЧР величиной в

$$\Delta U = \frac{0{,}02 \cdot 10^{-12}}{1000 \cdot 10^{-12}} = 0{,}02 \text{ мв}.$$

Заметим, что интенсивности порядка $10^{-14}$—$10^{-11}$ *к* приводят к появлению напряжения на выходе индикатора ИП-12 в пределах от 4 до 100 *мкв*, а при устойчивой ионизации, характеризующейся интенсивностями от $1 \cdot 10^{-5}$ до $1 \cdot 10^{-3}$ *к*, напряжение на выходе может достигать до 0,1 *в* [5-53]. Иногда вводят единицу интенсивности ионизации (в пикокулонах) за четверть периода испытательного напряжения [5-87].

Для возможности непосредственного измерения $q_и$ необходимо связать определенным соотношением параметры схемы с характеристиками процесса и выходного устройства. Для того чтобы напряжение на входе усилителя $\Delta U_{вх}$ было пропорционально $q_R$, имеющейся на участке $R_0$ (рис. 5-9, *а*), необходимо (рис. 5-12, *а*), чтобы $q_R = \Delta U_{вх} C_{об}$.

Форма и амплитуда импульса на входе усилителя $\Delta U_{вх}$ пропорциональна скачку напряжения $\Delta U$ на испытуемом конденсаторе только в том случае, когда постоянная времени цепи $\tau = R_0 C_{об}$ достаточно велика по сравнению с длительностью импульса ЧР $\tau_и$, т. е. необходимо, чтобы $\tau \geqslant 10\,\tau_и$.

Таким образом, на форму импульса, поступающего на вход усилителя, влияет величина постоянной времени $\tau$ (различная для разных схем), зависящая не только от основных элементов, показанных на схеме, но и в значительной мере от паразитных параметров $L$ и $C$, не изображенных на схеме и связанных с особенностями конструкции входных устройств и монтажа.

В § 5-1, п. Г было показано, что для передачи импульса $\Delta U = q_и/C_{и0}$ через усилитель без дальнейших значительных искажений требуется (в схемах с $R_0$ [1]), чтобы крайняя частота полосы усилителя [2] согласно (5-27) соответствала бы соотношению $f_2 > (1/\tau) \approx 1/(10\tau_и)$.

В противном случае амплитуда импульса напряжения на выходе усилителя [5-80] будет пропорциональна произведению $\tau q_и/C_и$, а длительность будет равна $1/(2f_2)$. Напряжение на вы-

---

[1] Имеются в виду схемы рис. 5-9, *а*, 5-10, *б* и 5-13, *б*, где в качестве элементов связи используется сопротивление.

[2] Имеется в виду полоса предусилителя и усилителя осциллографа.

ходе широкополосного усилителя [5-51] пропорционально $q_R$ и $q_и$, а именно:

$$U_{вых} \approx kq_R,$$

где

$$k = 2R_0\Delta f.$$

Наряду с $q_и$ интенсивность ионизации часто оценивается по количеству импульсов ЧР в секунду [5-43, 5-44], а также и по величине амплитуды этих импульсов [5-74].

Отсчет по шкале вольтметров, включенных на выходе усилителя (рис. 5-9, 5-10) и показывающих среднее значение реги-

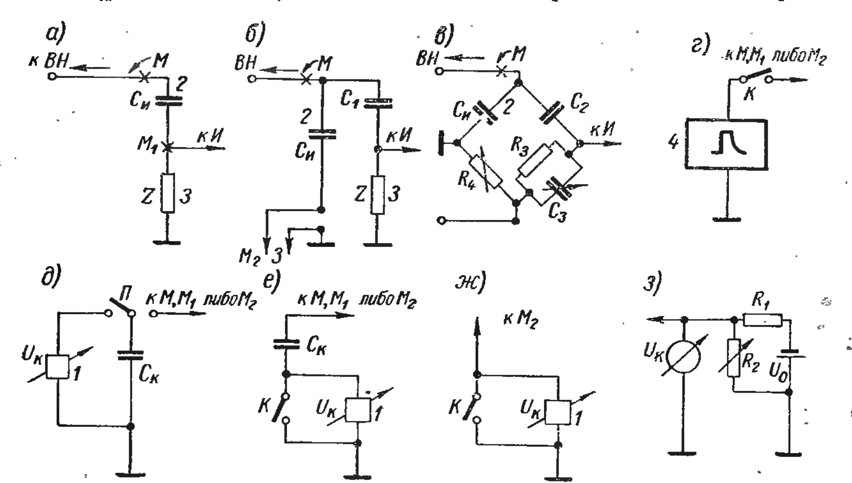



Рис. 5-24. Схемы подачи калибровочного напряжения

1 — источник калибровочного напряжения; 2 — испытуемый конденсатор; 3 — импеданс связи; 4 — импульсный генератор; К — выключатель; П — переключатель; ВН — источник высокого напряжения; И — индикатор; М, $М_1$ и $М_2$ — точки подключения выходов схем калибровки

стрируемой величины, обычно совпадает со значением средней относительной ионизации (ОИИ) или во всяком случае пропорциональна ей [5-134].

**Калибровка аппаратуры.** Для оценки чувствительности аппаратуры и определения основных параметров ионизационного процесса производят предварительную калибровку системы. Для калибровки могут быть использованы импульсный генератор [5-18а, 5-64, 5-119] либо регулируемые источники переменного и постоянного напряжений [5-81, 5-134]. Чаще всего применяются источники постоянного напряжения, состоящие из батарейки и омического делителя. Основные схемы подачи калибровочного напряжения показаны на рис. 5-24, *а*, *б*, *в*.

На рис. 5-24, *д*, *е* приведены схемы со вспомогательными конденсаторами $C_к$, на рис. 5-24, *г*, *ж*, *з* показаны схемы, использующие конденсаторы испытательной установки.

Принцип калибровки заключается в подаче непосредственно в цепь испытательной схемы импульса известной величины и наблюдения за показанием выходного устройства: осциллографа либо стрелочного прибора. Если конденсатор $C_и$ или вспомогательный $C_к$ зарядить до напряжения $U_к$ и затем разрядить на вход системы, то на выходе индикатора получим отклонение прибора либо луча осциллографа $\alpha^0_к$ делений. При этом на вход системы был подан заряд $q_к = C_к U_к$.

Таким образом, если при испытании конденсатора $C_и$ при ЧР произойдет потеря заряда $q_и$, что вызовет отклонение выходного устройства $\alpha^0_и$ делений, то значение кажущейся интенсивности ионизации $q_и$ может быть определено из простого соотношения:

$$q_и = q_к \alpha^0_и / \alpha^0_к = C_к U_к \alpha^0_и / \alpha^0_к. \qquad (5\text{-}28)$$

Чувствительность аппаратуры, т. е. величина заряда, приходящаяся на одно деление,

$$k = q_к / \alpha^0_к = C_к U_к / \alpha^0_к, \ пк, \qquad (5\text{-}29)$$

где $C_к$ в пикофарадах, $U_к$ — в вольтах.

При использовании осциллографа на выходе системы чувствительность удобно определять в пикокулонах на миллиметр отклонения луча [5-81]). В этом случае в (5-29) нужно подставлять $\alpha^0_к$ в миллиметрах.

Можно значительно ускорить получение значения кажущейся интенсивности ионизации $q_и$ при испытании партии конденсаторов, если предварительно построить градуировочную кривую $q_и = f(\alpha^0_и)$.

В том случае, когда при калибровке системы не применяются вспомогательные конденсаторы, а используется непосредственно один из испытуемых конденсаторов $C_и$, в (5-28) и (5-29) необходимо заменить $C_к$ на $C_и$.

Как следует из (5-8), при данной интенсивности ионизации чем выше значение испытуемой емкости, тем меньшие скачки напряжения на ней возникают и тем труднее их обнаружить без дальнейшего увеличения общей чувствительности устройства. В связи с этим надежная индикация ЧР у конденсаторов емкостью до 10 *мкф* требует схем с чувствительностью менее 0,2 *пк/мм*.

При испытании бумагомасляных конденсаторов емкостью в десятки и сотни микрофарад В. М. Файницким [5-81] предложен метод ступенчатого подъема напряжения при относительно невысокой чувствительности схемы. Длительность выдержки напряжения на каждой ступени подбирается экспериментально таким образом, чтобы можно было бы установить величину напряжения, при которой интенсивность ионизации успевает возрасти от незаметного минимума до значения, которое можно отчетливо увидеть на экране осциллографа.

Данный метод расширяет возможности испытания бумагомасляных конденсаторов больших емкостей при низкой чувствительности схемы. Последнее может, видимо, объясняться обнаруженной зависимостью $U_{н.и}$ для бумагомасляных конденсаторов от скорости подъема напряжения (см. § 5-1, п. В).

### 5-3. Характеристики приборов

За последние годы разработано и изготовлено много различных установок и приборов для исследования изоляции на ионизацию и ЧР. Установки на напряжение свыше 40—50 *кв* редко изготовлялись передвижного типа, они обычно монтировались на месте в высоковольтном зале и снабжались ограждениями с блокировками. Подобные стационарные установки собирались самими экспериментаторами до напряжений 200—300 *кв,* хотя отдельные экземпляры могли иметь и более высокие напряжения. Установки собирались главным образом по схемам рис. 5-8 и 5-10. Многие из них не имели постоянной схемы; одна из приведенных схем собиралась при подготовке эксперимента, затем в ходе его можно было путем несложных переключений переходить к другой схеме. Так, например, после схем рис. 5-8 можно, если это необходимо, быстро перейти к схемам рис. 5-9 и 5-10. Следует указать, что конструирование и монтаж установок для исследования ионизационных процессов в изоляции является, несмотря на кажущуюся простоту схемы, не простым делом, ибо при высоких напряжениях возрастают габариты деталей и устройств, что затрудняет экранирование от внешних полей и уменьшает помехозащищенность установки в целом. После 50 *кв* повышение напряжения на каждые 10—20 *кв* достигается большим трудом.

Перечислим кратко основные источники помех и искажений: а) электромагнитные излучения радиостанций и атмосферные разряды; б) электромагнитные излучения различных промышленных установок и объектов; в) ионизационные процессы в деталях измерительной схемы.

Внешние электромагнитные излучения можно ослабить в сотни и тысячи раз [5-119] использованием экранированных[1] помещений и подводкой в них всего питания через сетевые помехозащитные фильтры. Внутри этих помещений не рекомендуется эксплуатация электромоторов, электродрелей, станков с электроприводами и использование люминесцентного освещения.

Отделить импульсы ионизации от паразитных импульсов-помех удается во всех случаях, когда имеется возможность просматривать кривую испытательного напряжения и определять, в каком месте кривой эти импульсы возникают. При увеличении

---

[1] Применяют и двойные экраны блоков (Garton C. G. REC. 1962, v. 3, № 7, 567—573).

испытательного напряжения импульсы ионизации возрастают по амплитуде, а импульсы-помехи остаются без изменений. Иногда для этой цели применяют двухлучевые осциллографы.

Большинство установок, собранных у нас и за рубежом, имели чувствительность от 0,1 *пк/мм* [5-64, 5-92, 5-140] до 6,3 *пк/мм* [5-92]. П. В. Борисоглебскому и Ю. С. Пинталю [5-16] даже удалось получить в схеме рис. 5-9, *б* чувствительность порядка 0,001 *пк/мм*.

Иногда исследование изоляции на ЧР может сочетаться с испытанием на пробой, т. е. определением величины пробивного напряжения; сперва определяется напряжение начала ионизации, изучаются дальнейшие стадии ионизации и затем образец доводится до пробоя. Порядок испытаний во всех случаях определяется программой исследования и зависит от задач, поставленных перед экспериментатором. Нам представилось важным лишь определить, что многие из установок позволяют проводить такие комплексные исследования.

Стационарные установки собираются с учетом местных возможностей и имеют разнообразную архитектуру. Большинство из них описано в работах К. С. Архангельского и А. Н. Власова [5-8], Г. С. Кучинского [5-63, 5-121], П. В. Борисоглебского [5-15, 5-18], А. К. Герцика [5-36] и др. [5-5, 5-125]. Кроме этих установок стационарного типа выпускается ряд передвижных установок и приборов [5-85]. Характеристики их приведены в табл. 5-3. Приведем более подробные описания некоторых из них.

**Приборы: ИЧР-1, ИЧР-2 и ТПУ-10.** Они предназначены для исследования ЧР в конденсаторах при постоянном напряжении. Приборы [1] разработаны на основе схемы рис. 5-13, *г*. Прибор ИЧР-1 состоит из двух выпрямительных блоков, усилителя и исполнительного блока. Один из выпрямителей напряжением 150 *в* (собран на кенотроне 6Ц5С) служит для питания анодных цепей ламп усилителя и исполнительного блока. В схеме выпрямителя имеется фильтр НЧ, состоящий из конденсатора и дросселя. На выходе фильтра через резистор включен стабиловольт СГ-4С. Второй выпрямитель высоковольтный на кенотроне 2Ц2С для питания испытуемого конденсатора дает напряжение до 3 *кв*. Регулировка напряжения осуществляется по первичной цепи трансформатора с помощью ЛАТР-АТ.

В первичной цепи имеется блокировка, связанная со щеткой токоснимателя, обеспечивающая возможность включения высокого напряжения только тогда, когда АТ выведен и находится в начальном положении. Установка необходимой величины испытательного напряжения производится по вольтметру. Двухкаскадный усилитель собран на двойном триоде 6Н8С. Регулировка чувствительности усилителя производится изменением величины обратной связи по току в обоих каскадах усилителя.

Исполнительный блок выполнен на тиратроне ТГ1-0,1/1,3. В анодной цепи тиратрона включена неоновая лампа. Сигнал для поджигания тиратрона поступает с выхода усилителя через делитель. Необходимое отрицательное смещение на сетке тиратрона образуется за счет подачи положительного напряжения на катод. Основные характеристики прибора даны в табл. 3-3. Работа

---

[1] Прибор ИЧР-1 разработан С. Л. Эпштейном и А. А. Ермаковым, ИЧР-2 — М. П. Чернаенко; ТПУ-10 — см. [1-18].

*Таблица 5-3*

**Приборы и установки для испытания конденсаторов напряжением и индикации ЧР**

| № п.п | Тип | Вид испытательного напряжения | Частота, *гц* | Диапазон испытательного напряжения (эфф.), *кв* | Максимальная выходная мощность или ток | Диапазон испытуемых емкостей | Вид выходного индикатора | Примечание | Фирма, страна |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | ИЧР-1 | Постоянный | — | До 3 | — | | Неоновая лампа | Схема рис. 3-13, *г* | СССР |
| 2 | ИЧР-2 | » | — | До 0,25 | — | | » » | | » |
| 3 | ИЧР-3 | Переменный | 50 | До 35 | — | | Стрелочный прибор | Схема рис. 3-9, *б* | ОРГРЭС, СССР |
| 4 | ИСК-1 | » | $1{,}1 \cdot 10^6$ $4{,}5 \cdot 10^6$ | 0,19—0,23 | — | | То же | Схема рис. 3-22, *г* | «Позитрон», СССР |
| 5 | ИМ-1 | » | $1{,}1 \cdot 10^6$ $4{,}5 \cdot 10^6$ | 0,19—0,23 | — | 5—1000 *пф* | Неоновая лампа | | » |
| 6 | ИСК-2 | » | $1{,}1 \cdot 10^6$ $4{,}5 \cdot 10^6$ | 0,19—0,23 | — | 5—1000 *пф* | » » | | » |
| 7 | ИСК-3 | » | $5 \cdot 10^5$—$4 \cdot 10^6$ | 0,2—0,23 | — | 5—1000 *пф* | » » | Схема рис. 3-22, *д* | » |
| 8 | ИСК-3М | » | $3 \cdot 10^5$—$4 \cdot 10^6$ | 0,1 | — | 5—1000 *пф* | Стрелочный прибор | Схема рис. 3-22, *е* | » |
| 9 | ИСК-4 | » | 50 | 0,02—0,5 | — | 5 *пф*—0,1 *мкф* | Осциллограф | Схема рис. 3-9, *б* | » |
| 10 | ИНИ-1Л | » | 50 | 0,1—5 | — | 20 *пф*—0,05 *мкф* | Катодно-лучевая трубка | | » |
| 11 | ИНИ-2 | » | 50 | 0,1—5 | — | 500 *пф*—0,1 *мкф* | Осциллограф | Схема рис. 3-20, *в* | » |
| 12 | РПК-2 | Импульсное | | до 30 | — | До 0,1 *мкф* | Магический глаз 6Е5 и динамик | Схема рис. 3-15, *б* | «ВЭИ», СССР |
| 13 | РПК-3 | » | | до 40 | — | » 0,1 *мкф* | Динамик | Схема рис. 3-15, б; прибор выполнен на полупроводниковых триодах | То же |
| 14 | ТПУ-10 | Постоянный | — | До 3 | — | » 10 *мкф* | Неоновая лампа | Схема рис. 3-13, *г* | |
| 15 | Д-8М | Переменный | $1{,}2 \cdot 10^6$ и $1{,}3 \cdot 10^6$ | — | — | » 10 *мкф* | Стрелочный прибор и телефон | Чувствительность 10 *мкв* на входе приемника | «ОРГРЭС», СССР |

*Продолжение*

| № п.п | Тип | Вид испытательного напряжения | Частота, *гц* | Диапазон испытательного напряжения (эфф.), *кв* | Максимальная выходная мощность или ток | Диапазон испытуемых емкостей | Вид выходного индикатора | Примечание | Фирма, страна |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 16 | М1951 | Переменный | $1\cdot10^6$ | — | — | | Стрелочный прибор и телефон | Схема рис. 3-20, *в* чувствительность 3-7000 *мкв/м* | «ФЭБ», ГДР |
| 17 | ПУ-2П | Постоянный | — | 0,005—10 | — | До 10 *мкф* | — | Пробойная установка для тонких пленок | «Позитрон», СССР |
| 18 | ЭП-2000 | Переменный | 50 | До 2 | — | | — | Пробойная установка | УКРНИИБ, СССР |
| 19 | ПИУ-1М | Постоянный | — | 1; 2; 3; 4; 5 | 80 *вт* | | — | То же | — |
| | | Переменный | 50 | 0,7; 1,4; 2,1; 3,5 | | | — | — | — |
| 20 | АИИ-70 | Постоянный Переменный | 50 | До 50 | 2 *кв·а* | | — | Пробойная установка. Возможно измерение тока утечки с помощью микроамперметра | «Электровыпрямитель», СССР |
| 21 | АМИ-60 | » | 50 | До 50 | 2 *кв·а* | | — | То же | То же |
| 22 | АКИ-50 | Постоянный | | 50 | 0,5 *кв·а* | | — | » | » |
| 23 | Е11-6 | » | — | До 5 шкалы; 0,5; 1;3; 5 | 0,1 *а* | При 5 *кв* до 10 *мкф*, при 3 *кв* до 15 *мкф*, при 1 *кв* до 20 *мкф*, при 0,5 *кв* до 25 *мкф* | — | — | — |
| 24 | ERA M3 | Переменный | 50 | До 50 | — | 6 *пф*—250 *мкф* | Катодно-лучевая трубка | Схема рис. 3-10, *а* | «Робинзон и партнеры, ЭРА», Англия |
| 25 | GOR 1-A | Постоянный | — | » 6 | — | | Стрелочный прибор | Схема рис. 3-13, *а* | «Лаборатория физико-электроник», Франция |
| 26 | GOR 1-B | » | — | » 12 | — | | То же | То же | То же |

*Продолжение*

| № п.п | Тип | Вид испытательного напряжения | Частота, *гц* | Диапазон испытательного напряжения (эфф.), *кв* | Максимальная выходная мощность или ток | Диапазон испытуемых емкостей | Вид выходного индикатора | Примечание | Фирма, страна |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 27 | GOR 1-C | Постоянный | — | До 24 | — | | Стрелочный прибор | Схема рис. 3-13, *а* | «Лаборатория физико-электроник», Франция |
| 28 | IP2 | Переменный | 50 | 0,4—6<br>0,4—12 | —<br>— | | Динамик | То же | «Денбридж», Дания |
| 29 | T209 | Постоянный | | 2,5—20 | — | | | Схема рис. 3-13, *а*<br>Установка состоит из двух блоков | «Аирмэк», Англия |
| 30 | Hivolt | Переменный | 60 | До 50 | — | | Осциллограф | Схема рис. 3-10, *в* | «Гайвольт», Англия |
| 31 | T-755 | Постоянный | — | 2—20 | 0,2 *ма* | | Стрелочный прибор и динамик | Схема рис. 3-13, *а* | «Аирмэк», Англия |
| 32 | T-732 | » | — | 0,25—5 | 0,5 *ма* | | То же | Схема рис. 3-13 *а* может измерять и $R_н$ до 3 *Мом* при 250 *в* и до 5000 *Мом* при 5 *кв* | То же |
| 33 | P-200 | » | — | До 140 | 5 *ма* | | Катодно-лучевая трубка и динамик | Схема рис. 3-13, *а*<br>Измеряет ток утечки 50 *мка* — 5 *ма* | » » |
| 34 | CT-0 | Переменный | 50 | До 10 | 0,5 *кв·а* | | Осциллограф | Схема рис. 3-9, *б* | «Пэшел», США |
| 35 | EIT | | 50 | 0,5—10 | 0,5 *ма* | | Динамик | Схема 3-12, *а* может измерять $R_н$ от 100 до 250000 *Мом* с погрешностью ±10% | «Инглиш Электрик», Англия |
| 36 | RM615 | » | 60 (50) | До 6 | 1 *кв·а* | | — | | «БФЛ», Англия |

| № п.п | Тип | Вид испытательного напряжения | Частота, *гц* | Диапазон испытательного напряжения (эфф.), *кв* | Максимальная выходная мощность или ток | Диапазон испытуемых емкостей | Вид выходного индикатора | Примечание | Фирма, страна |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 37 | Р-432 | Постоянный | — | 0,5—5 | — | 0,5 *мкф* | Телефон | Схема рис. 3-13, *а* Может измерять $R_н$ в диапазоне 25—250 *Мом* с погрешностью ±10% | «Электрим», ПНР |
| 38 | Р-432А | » | — | 0,5—10 | — | | | Схема рис. 3-13, *а* Может измерять $R_и$ в диапазоне 25—2500 *Мом* с погрешностью ±10% | То же |
| 39 | АС-2 с NFC/50 | Переменный | 50 | До 50 | — | | Катодно-лучевая трубка | Схема рис: 3-9 | «Гайвольт», Англия |
| 40 | АС-2 с NFC/6 | » | 50 | » 6 | — | | То же | То же | То же |
| 41 | АС-2 с NFT/100 | » | 50 | » 100 | — | | » | | » |
| 42 | AC/aud 1 с NFC/50 | » | 50 | » 50 | — | | Динамик | » | » |
| 43 | Т 251 | Постоянный | — | 0,1—1 | — | | Стрелочный прибор и динамик | Схема рис. 3-13, *а*, шкала тока утечки 0,1; 1; 10; 100 *мка* точность измерения +5% (приведенная) | «Аирмэк», Англия |

Примечание. Для приборов и установок, предназначенных для индикации ЧР в колонке № 8 указан вид индикатора.

прибора управляется специальной кнопкой *K*, при нажатии которой производится заряд конденсаторов $C_1$ и $C_и$. Значение емкости *C* выбрано порядка 1000 *пф;* она составлена из трех конденсаторов ПОВ (390 *пф*+20%, на рабочее напряжение 10 *кв*), соединенных в параллель. Конденсаторы для $C_1$ должны тщательно проверяться на полное отсутствие ионизационных процессов в них в диапазоне напряжений до 3 *кв*. Работа схемы подробно описана в § 5-2; п. Д.

В ИЧР-2 (в отличие от ИЧР-1) импульс ЧР усиливается двухкаскадным усилителем на лампах 6Ж3П и запускает заторможенный мультивибратор, собранный на двойном триоде 6Н1П. Импульс на выходе мультивибратора при его срабатывании поступает на сетки тиратрона ТГ3-0,1/1,3, в анодной цепи которого находится неоновая лампа МН-3, сигнализирующая, как и в приборе ИЧР-1, о ЧР в испытуемом конденсаторе. Применение усилителя позволило повысить чувствительность прибора и регистрировать весьма слабые ЧР с амплитудами импульса от 10 *мв*. Испытательное напряжение прибора может регулироваться до 5 до 250 *в*. Конструктивно ИЧР-2 оформлен так же, как и прибор ИЧР-1. Схема прибора ТПУ-10 описана В. В. Карпихиным [1-18].

**Приборы[1]: ИМ-1, ИСК-1, ИСК-2, ИСК-3 и ИСК-3М.** Приборы типа ИСК предназначены для испытания высокочастотных конденсаторов на мерцание и отбраковки конденсаторов, у которых проявляется этот эффект при рабочих напряжениях высокой частоты (1—3 *Мгц*). Прибор ИСК-1 разработан на основе схемы рис. 5-23, *д*; приборы ИМ-1 и ИСК-2 — в соответствии со схемой рис. 5-23, *е*, а ИСК-3 и ИСК-3М — согласно схеме рис. 5-23, *ж*.

Прибор ИСК-1 был первым из данной серии приборов, использующих генераторный метод, позволивший выбрать из партии изготовленных конденсаторов стабильные образцы, не мерцающие при условиях, определяемых режимом испытания и ТУ.

Генератор с индуктивной связью с частотой от 1 до 4,5 *Мгц* собран на лампе 6Ф6. Испытуемый конденсатор включается непосредственно в сеточный контур. Анодной нагрузкой генераторной лампы является высокочастотный и низкочастотный дроссели. С низкочастотного дросселя снимаются высокочастотные колебания, возникающие при мерцании конденсатора через конденсатор связи на сетку лампы первого каскада усилителя. Трехкаскадный усилитель — на двух пентодах 6Ж8 и триоде 6С2С. Первый каскад представляет собой дроссельный усилитель, а второй — усилитель на сопротивлениях. В цепи связи между каскадами включен RC-фильтр верхних частот. С помощью данного фильтра формируется частотная характеристика усилительного тракта со срезом в области низких частот.

В аноде третьего каскада включен микроамперметр М-49 на 300 *мка*, по колебаниям стрелки которого и регистрируется мерцание конденсатора. Чувствительность каскада регулируется величиной положительного смещения в катоде. Более подробные сведения об этих приборах можно почерпнуть из [1-14, 5-72].

Приборы ИСК-1, ИСК-2 и ИСК-3, несмотря на отбор ламп, деталей и тщательность изготовления, с течением времени проявляли нестабильность в работе, что приводило к бракованию годных конденсаторов. Кроме этого, требовалось соблюдение ряда особых условий при их установке и эксплуатации.[2]

**Приборы[3]: ИНИ-1, ИНИ-2 и ИСК-4.** Указанные приборы используются для обнаружения мерцания и ЧР в конденсаторах при переменном напряжении промышленной частоты (50 *гц*). При разработке приборов использована схема рис. 5-9, *б*. Приборы ИНИ-1 и ИНИ-2 с регулировкой испытательного

---

[1] Прибор ИСК-1 разработан А. А. Архангельской, приборы ИМ-1 и ИСК-2 — С. Л. Эпштейном и В. И. Гузеевым [5-86], приборы ИСК-3 и ИСК-3М — К. С. Полуляхом [5-72].

[2] Имеется в виду экранировка помещения и ввод напряжения в помещение через помехозащитные фильтры.

[3] Приборы разработаны И. Д. Николаенко и С. Л. Эпштейном.

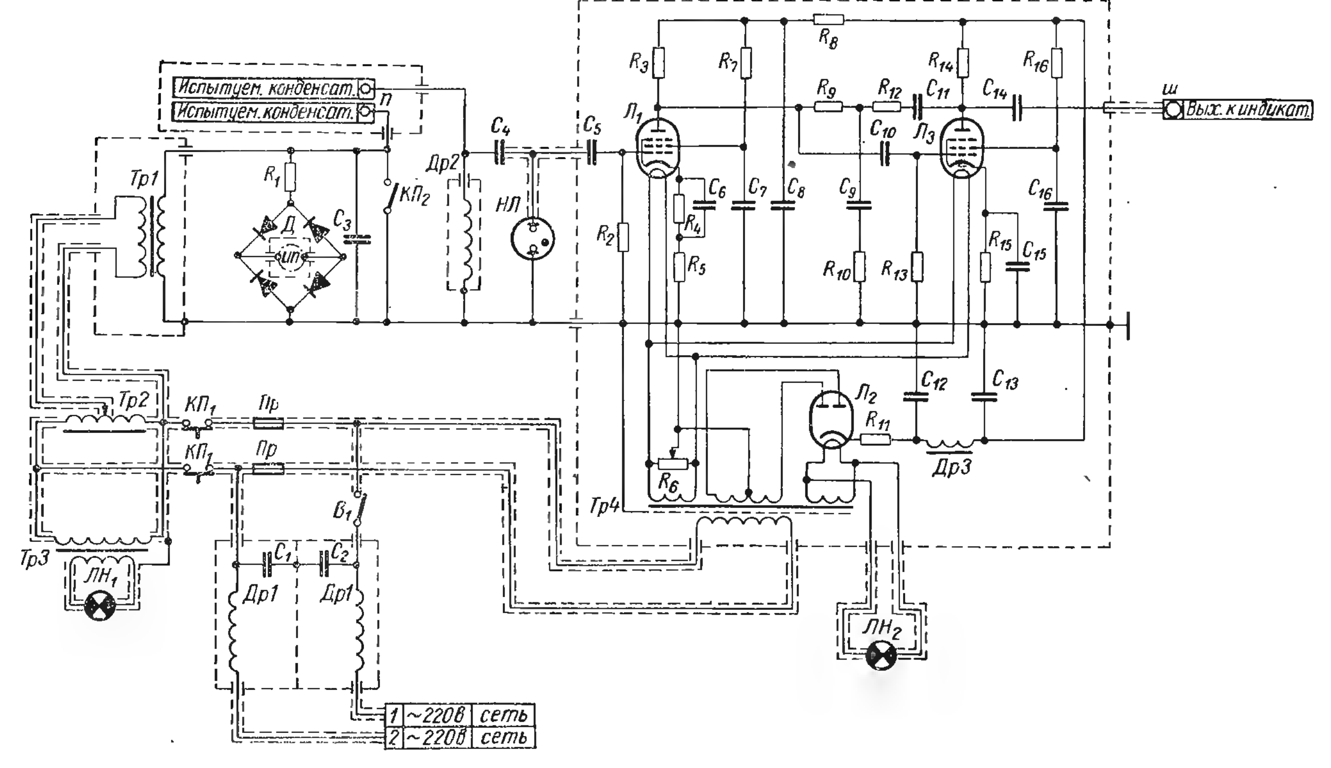



Рис. 5-25. Принципиальная схема прибора ИСК-4

напряжения от 100 *в* до 5 *кв* применяются для испытания высоковольтных пленочных и бумажных конденсаторов; прибор ИСК-4, позволяющий устанавливать напряжение от 20 до 500 *в*, предназначен для испытания низковольтных керамических конденсаторов и серебреных заготовок [1-40].

Принципиальные схемы приборов однотипны и различаются лишь тем, что у ИНИ-1 имеется внутренний осциллографический индикатор, а у приборов ИНИ-2 и ИСК-4 он отсутствует и для работы необходимо подсоединение осциллографа.

Рассмотрим более подробно некоторые детали схемы прибора ИСК-4 [5-69]. Схема (рис. 5-25) достаточно проста. В нее входят автотрансформатор

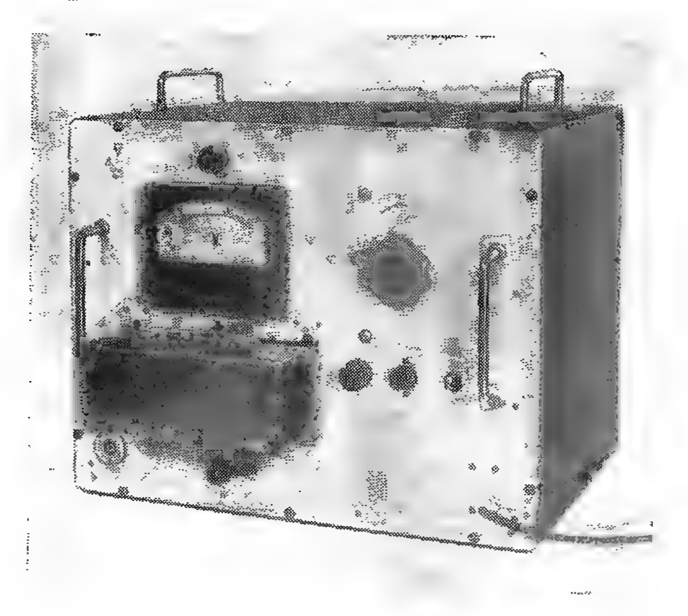


Рис. 5-26. Внешний вид прибора ИСК-4

*ТР2*, повышающий трансформатор *ТР1*, высокочастотный дроссель *ДР2*, вольтметр ИП для измерения испытательного напряжения и усилитель. Испытательное напряжение подается на испытуемый конденсатор с повышающей обмотки трансформатора *Тр2*. Последовательно с конденсатором включен дроссель *Др2*, представляющий небольшое сопротивление для токов частотой 50 *гц*. При мерцании испытуемого конденсатора и развитии ионизационных процессов в нем (см. § 5-1) в цепи возникают высокочастотные колебания, для которых дроссель *Др2* представляет большое сопротивление. Падение напряжения на дросселе подается через разделительный конденсатор $C_4$ на вход усилителя. Уменьшение выходного сопротивления трансформатора *Тр1* для высокочастотных составляющих тока обеспечивается шунтированием обмотки трансформатора конденсатором $C_3$. Этот же конденсатор шунтирует токи ионизационных процессов, если они появляются в самом трансформаторе и элементах конструкции, а также токи от внешних магнитных полей.

Усилитель состоит из двух каскадов на лампах 6Ж3П. Полоса усиливаемых частот от 1 до 300 *кгц*. Коэффициент усиления в диапазоне частот от 5 до 200 *кгц* изменяется от 700 до 600. Коррекция частотной характеристики осуществляется по цепи обратной связи $R_9$, $R_{10}$, $R_{12}$, $C_9$, $C_{11}$. Для защиты усилителя от перенапряжений, могущих возникать при пробое конденсатора, вход усилителя шунтирован неоновой лампой, используемой в качестве разрядника.

Для обеспечения безопасности при работе приборы оборудованы крышками-экранами, закрывающими клеммы и испытуемый конденсатор. При открывании экрана (рис. 5-26) действует двойная блокировка. Одна из них (КП1) отключает напряжение, подводимое к автотрансформатору, другая (КП2) соединяет потенциальный вывод с землей (корпусом).

При эксплуатации приборов необходимо регулярно контролировать правильную работу и исправность блокировок, помня, что максимальное испытательное напряжение приборов ИНИ-1 и ИНИ-2 достигает 5 *кв* (эфф.), а ИСК-4—500 *в* (эфф.).

К выходу усилителей приборов ИНИ-2 и ИСК-4 через разделительный конденсатор подсоединяется осциллограф. Использование дополнительно усилителя вертикального отклонения осциллографа повышает общую чувствительность приборов.

Испытание и отбраковка конденсаторов производятся визуально по форме кривой выходного напряжения, наблюдаемой на экране осциллографа. Если конденсатор не «мерцает», то на экране осциллографа наблюдается кривая испытательного напряжения, лишенная всплесков. В том случае, когда испытуемый конденсатор не стабилен и в нем начинаются ионизационные процессы, на фоне основной кривой появляются высокочастотные всплески. Некоторые дополнительные сведения по прибору ИСК-4 можно найти в [1-18].

*Глава шестая*

# ИЗМЕРЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ И НЕЛИНЕЙНОСТИ

## 6-1. Индуктивность конденсатора и ее измерение

### А. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

При конструировании конденсаторов [1-26, 1-32] уделяется особое внимание уменьшению остаточных параметров, таких, как индуктивность[1], емкости рассеяния (частичные емкости), сопротивление электродов, потери в диэлектрике и т. п. Проявляется стремление достигнуть локализации всей энергии электромагнитного поля в диэлектрике конденсатора и уменьшения потерь за счет запасания ее в индуктивностях, выделения в электродах и других проводниках.

К настоящему времени имеются известные успехи на пути асимптотического приближения к «идеальному конденсатору» — индуктивность $L_c$ удалось для некоторых типов конденсаторов снизить до единиц наногенри, а потери — до нескольких миллионных радиан.

При использовании конденсаторов в резонансных схемах во многих случаях представляется возможным скомпенсировать остаточную индуктивность $L_c$ соответствующим выбором контурной индуктивности $L_к$, однако иногда компенсация затруднена либо невозможна.

К последнему относится применение конденсатора в схемах формирования импульсов с крутыми фронтами, в фильтрах помехозащитных устройств, в системах разделения каналов

[1] Часто остаточную индуктивность называют паразитной.

связи, радиоизмерительных схемах и т. д. [1-26, 1-32, 3-36а, 6-2, 6-11].

Общую индуктивность конденсатора без учета взаимной индуктивности [1-26] обычно разбивают на отдельные составляющие, связанные с индуктивностями его конструктивных элементов, а именно:

$$L_c = L'_в + L''_в + L_о + L_т,$$

где $L'_в$ — индуктивность выводов в целом и отдельных секций; $L_в''$ — индуктивность межсекционных соединений; $L_о$ — индук-

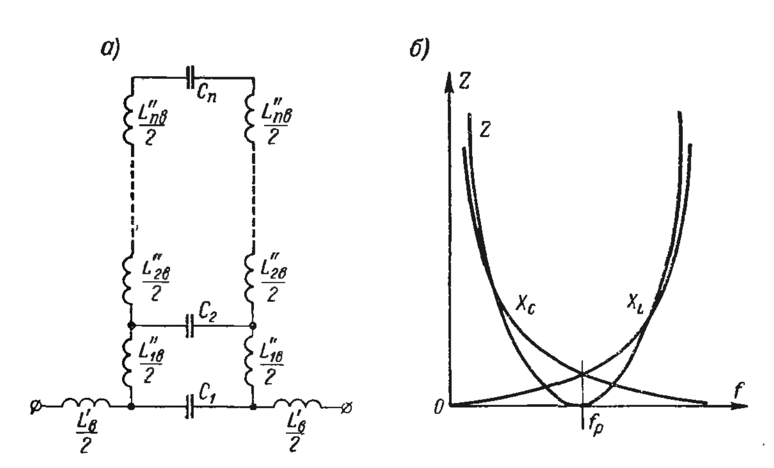



Рис. 6-1. Схема индуктивностей многосекционного конденсатора (*а*) и частотная характеристика импеданса конденсатора (*б*)

$L'_в$ — индуктивность отдельных секций и выводов; $L''_в$ — индуктивность соединений между секциями; $C_1 \ldots C_n$ — емкость отдельных секций

тивность обкладок; $L_т$ — индуктивность тела, занятого диэлектриком.

На рис. 6-1, *а* показана схема многосекционного бумажного конденсатора. Секции конденсатора $C_1$, $C_2 \ldots C_n$ соединяются между собой перемычками с индуктивностями $L''_{1в}$, $L''_{2в} \ldots L''_{nв}$. Полную индуктивность $L_c$ конденсатора определяют не только выводы с общей индуктивностью $L'_в$, но и индуктивность межсекционных соединений (перемычек), обкладок и т. п. Для различных конструкций конденсаторов удельный вклад отдельных составляющих, естественно, неодинаков, и полная остаточная индуктивность у разных типов конденсаторов лежит в пределах от 1 *нгн* до 150 *мкгн*. В табл. 6-1 приведены для сравнения примерные значения $L_c$ для некоторых типов конденсаторов.

*Таблица 6-1*

**Значение $L_c$ для некоторых типов конденсаторов**

| Тип конденсатора | $L_c$, *нгн* |
|---|---|
| Керамические: | |
| КЛГ, К10У-2 | 0,25—17 |
| КТ-1, КТ-2, КТ-3 | 3—15 |
| КМ-3, КМ-4, КМ-5 | 2—5 |
| КВИ, К15У-1 К15У-2, КД-1, КД-2а | 1—4 |
| Слюдяные: | |
| СГМ, СКС, СКМ, КСОТ, КСО-5 | 3—5 |
| КСО-6, КСО-13 | 8—15 |
| Бумажные, металлобумажные и пленочные: | |
| КБГ-1, БМ, КГМ, КБГ-М, МБГИ | 3—5 |
| МБМ, ПМ, ПСО, ФТ, МДГ, МПО, МПГ-Ц, К40У-9, К73П-6 | 6—15 |
| КБГ-МП, КБГ-МН | 15—20 |
| БГТ, МБГТ, МБГО | 20—40 |
| МБГТ, МПГ, МПГО, ПМГП, К73П-2 | 50—100 |
| Электролитические: | |
| ОП, ЭТО-1, ЭТО-2 | 3—20 |
| Воздушные: | |
| КВМ | 14—19 |

Для уменьшения $L_c$ конструкторы конденсаторов стремятся выбрать размеры токоведущих частей как можно меньшими (в качестве материала токоведущих частей применяют немагнитные материалы), стараются расположить токоведущие части конденсаторов таким образом, чтобы их магнитные поля взаимно компенсировались.

Рассмотрение особенностей расчета конденсаторов малой индуктивности не входит в задачи данной книги и желающие могут ознакомиться с указанными вопросами в [1-26, 1-32].

Из сказанного выше следует, что $L_c$ является чрезвычайно «тонким» параметром, сильно зависящим от длины выводов, взаимного расположения и ориентации их относительно прибора и его клеммных устройств. Достаточно при измерении $L_c$ незначительно изменить расположение проводов либо ориентацию выводов конденсатора, как можно получить новое значение индуктивности, отличающееся от ранее измеренных в несколько раз. Все это необходимо учитывать при измерении $L_c$. При определении малых индуктивностей (порядка единиц и десятков наногенри) необходимо использовать клеммы с малой индуктивностью и учитывать их влияние на результат измерения. Большую трудность представляет и учет влияния взаимной индуктивности между испытуемым конденсатором и массой прибора, либо установки.

Но даже если бы нам удалось эти влияния учесть весьма тщательно, мы получили бы «гипотетическое» значение $L_c$,

справедливое лишь для данной измерительной ситуации. Стоит только данный конденсатор вмонтировать в какую-либо другую цепь, его индуктивность окажется другой за счет изменения потокосцеплений близлежащими деталями и другими элементами схемы. В связи с этим, если говорить о $L_c$ конденсатора как об элементе схемы, она может быть достаточно неопределенной [6-9].

Во всех случаях, когда требуется более точное значение $L_c$, необходимо, если это возможно, создавать для испытуемого конденсатора условия, близкие к тем, при которых он будет использоваться в той или другой реальной схеме.

При рассмотрении индуктивности конденсатора следует иметь в виду эквивалентные схемы рис. 1-4 и 6-1. Из этих схем и (1-9) следует, что конденсатор представляет собой емкость лишь при частоте ниже резонансной ($f<f_р$), а во всем диапазоне за резонансной частотой ($f>f_р$) — ведет себя как индуктивность [6-12]. При частоте резонанса ($f=f_р$) конденсатор представляет собой активное сопротивление (рис. 6-1, *б*).

## Б. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Основные методы измерения индуктивности конденсатора показаны на рис. 6-2. Наиболее распространенными являются резонансные методы, в то же время и метод разряда находит широкое применение, в особенности для оценки индуктивности конденсаторов, работающих на разного рода разрядные устройства. В некоторых случаях (особенно при больших $L_c$) могут быть использованы и мостовые схемы типа *RRLL*, резонансные мосты, двойные и одинарные *T*-схемы [6-3, 6-5, 6-8], однако малые $L_c$ измерять с помощью их затруднительно из-за больших паразитных параметров элементов мостов и *T*-схем при радиочастотах, где определение индуктивности наиболее эффективно.

**Методы на основе разряда испытуемого конденсатора.** Если конденсатор зарядить до некоторого напряжения и затем подключить на разрядное устройство (рис. 6-3, *а*), то произойдет быстро затухающий колебательный разряд, параметры которого дают возможность определить индуктивность конденсатора [6-4, 6-9]. Действительно, применив (3-12), можно получить

$$L_c \approx 1/(4\pi^2 f^2 C_и) - L_р = 0{,}0253T^2/C_и - L_р, \qquad (6\text{-}1)$$

где $L_c$ — измеряемая индуктивность, *нгн*; $L_р$ — индуктивность разрядного устройства, *нгн*, $C_и$ — емкость испытуемого конденсатора, *мкф*, Т — величина периода[1] колебаний, *мксек*.

Для определения $L_c$ методом разряда необходимо знать индуктивность разрядного устройства $L_р$, и удовлетворительные

[1] В (6-1) необходимо подставлять длительности первого либо второго периода, так как последующие бывает трудно определить с приемлемой точностью из-за малости амплитуд.

результаты могут быть получены при $L_c > L_p$. При $L_p > L_c$ мы практически определяем индуктивность разрядного устройства. При тщательном исполнении $L_p$ удается довести до 1—3 *нгн*. Величина зарядного напряжения выбирается ниже рабочего напряжения конденсатора для уменьшения амплитуды импульса разрядного тока, которая получается достаточно большой при коротком замыкании конденсатора на разрядник.

Данный метод использован в измерителе малых индуктивностей ИМИ-1 (табл. 6-2), разработанном В. С. Александровым и В. И. Гузеевым. Интересная модификация метода (рис. 6-3, *б*),

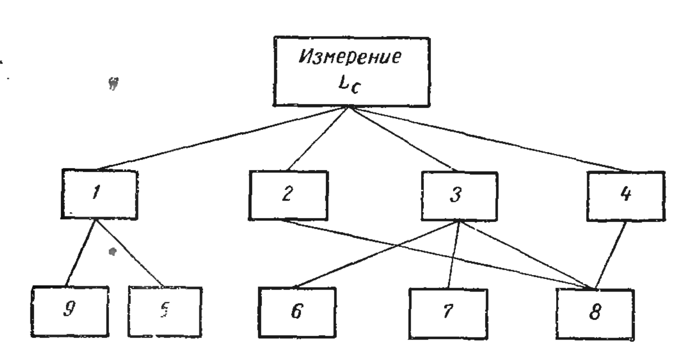



Рис. 6-2. Классификация методов измерения индуктивности конденсатора

*1* — методы на основе разряда $C_и$; *2* — методы на основе измерения импеданса; *3* — резонансные методы; *4* — мостовой метод; *5* — метод при неизвестном значении индуктивности разрядника; *6* — метод при $f < f_р$ ($f_р$ — частота резонанса); *7* — метод при $f = f_р$; *8* — метод при $f > f_р$; *9* — метод при известном значении индуктивности разрядника

позволяющая уменьшить погрешность определения малых $L_c$, близких к индуктивности разрядного устройства $L_p$, предложена О. Г. Усьяровым. В этом методе производится одновременное наблюдение за напряжением и током разряда.

*Таблица 6-2*

**Приборы для измерения $L_c$**

| Наименование прибора | Рабочая частота, *Мгц* | Диапазон по *С*, *мкф* | Диапазон по $L_c$, *нгн* | Погрешность по $L_c$ | Страна, фирма |
|---|---|---|---|---|---|
| ИМИ-1 | — | 0,001—0,1 | 2—100 | ±(20% + 2 *нгн*) | «Позитрон», СССР |
| ИМИ-2 | 79,35 | 0,001—0,5 | 1—100 | ±(10% + 1 *нгн*) | То же |
| ИМИ-3 | 0,5—15 | 0,005—1,5 | 50—2000 | ±(5% + 8 *нгн*) | » |
| ИМИ-4 | 0,025—6 | 0,05—110 | 2—300 | ±(5% + 2 *нгн*) | » |

Для этой цели к соответствующим элементам схемы (рис. 6-3, *б*) через линии задержки *23* подключается двухлучевой осциллограф *22*. В момент пробоя разрядника *3* (рис. 6-4)

7*

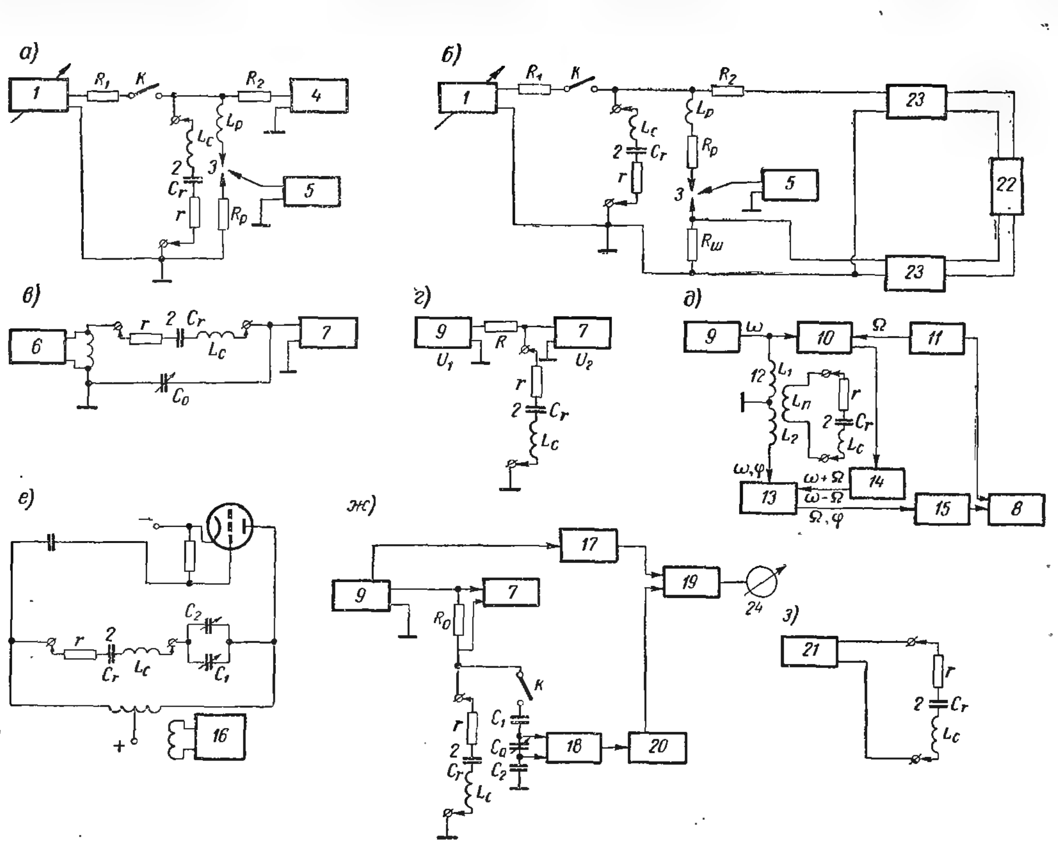



Рис. 6-3. Блок-схемы измерителей $L_c$

1 — регулируемый источник постоянного напряжения; 2 — испытуемый конденсатор; 3 — разрядник; 4 — однократный осциллограф с фотоприставкой; 5 — генератор поджигающих импульсов; 6 — высокочастотный генератор с частотой $f_0$ $\left(2\pi f_0 L_c \gg \frac{1}{2\pi f_0 C_r}\right)$; 7 — ламповый вольтметр; 8 — осциллограф; 9 — генератор переменной частоты; 10 — смеситель $\omega \pm \Omega$; 11 — генератор с частотой $\Omega$; 12 — измерительный узел; 13 — смеситель $\omega$, $f$ и $\omega \pm \Omega$; 14 — фильтр; 15 — избирательный усилитель (частотой $\Omega$); 16 — частотомер; 17 — преобразователь частоты в напряжение $U_2=f(f)$; 18 — генератор с частотой 1 кгц; 19 — решающий усилитель, выполняющий вычисление $L_c = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$; 20 — преобразователь емкости в напряжение $U_1=f(C)$; 21 — измеритель емкости резонансного типа; 22 — двухлучевой осциллограф с фотоприставкой; 23 — линии задержки; 24 — выходной указатель; $R$ — безындукционное сопротивление; $R_1$ — зарядное сопротивление; $R_2$ — согласующее сопротивление; $R_р$ — сопротивление разрядника, $R_ш$ — сопротивление шунта; $R_п$ — сопротивления для контроля резонанса; $C_r$ — емкость испытуемого конденсатора в последовательной эквивалентной схеме; $L_c$ — индуктивность испытуемого конденсатора; $r$ — сопротивление потерь конденсатора в последовательной эквивалентной схеме

приложенное напряжение $U_0$ распределяется пропорционально индуктивностям $L_c$ и $L_р$:

$$U_{L_c}/U_0 = L_c/(L_c + L_р).$$

Напряжение $U_{Lc}$, падающее на индуктивности конденсатора, находят непосредственно по экрану осциллографа в долях $U_0$. Значение $L_c+L_р$ определяется, как и ранее, из (6-1). Величина индуктивности испытуемого конденсатора

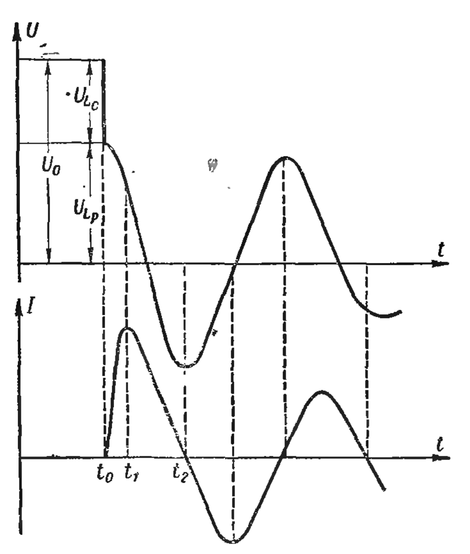



Рис. 6-4. Кривые тока и напряжения конденсатора при разряде

$$L_c \approx 0{,}0253 T^2 U_{L_c}/(C_и U_0). \qquad (6\text{-}2)$$

Размерности $L_c$, T и $C_и$ такие же, как и для (6-1). Если пренебречь нелинейностью характеристик дуги разрядника (при $t=t_0$), значение $L_c$ может быть найдено из временных параметров кривой тока, т. е.

$$L_c \approx U_{L_c} t_2 \times \times \left[\pi U_0 C_и \left(1 + \mathrm{ctg}^2 \frac{\pi t_1}{t_2}\right)\right]^{-1}. \qquad (6\text{-}3)$$

Как следует из (6-2) и (6-3), схема рис. 6-3, *б* дает удовлетворительные результаты при измерении крайне малых значений индуктивности импульсных конденсаторов, т. е. в тех случаях, когда $L_c = L_р$ или даже $L_c < L_р$, так как значение $L_р$ не является обязательным.

**Резонансные методы определения $L_c$.** *В диапазоне частот* $f < f_р$, как уже указывалось (см. § 6-1, п. А), конденсатор представляет собой емкость и по данным измерения ее при двух частотах (рис. 6-3, *ж*) можно вычислить собственную индуктивность конденсатора.

$$L_c = (C_1 - C_2)/\left[C_1 C_2 4\pi^2 \left(f_2^2 - f_1^2\right)\right],$$

где $C_1$ — емкость, измеренная при частоте $f_1$; $C_2$ — значение емкости, полученное при частоте $f_2$.

Можно измерить и эффективную емкость $C'_{эф}$ (1-10) испытуемого конденсатора при какой-либо частоте указанного диапазона и также получить данные для определения $L_c$, а именно:

$$L_c = (C'_{эф} - C_r)/(C'_{эф} C_r 4\pi^2 f^2), \qquad (6\text{-}4)$$

где $f < f_р$, а $C_r$ — значение емкости при низкой частоте $f_0$, причем $f_0 \ll f$.

Подобный метод использован в работе [2-8] для определения с помощью куметра собственной индуктивности воздушных конденсаторов.

*При резонансной частоте* ($f=f_р$) конденсатор представляет собой активное сопротивление, но так как значение $f_р$ зависит от $C$ и $L$, этим пользуются для определения собственной индуктивности конденсатора. При методе разряда уже было использовано фактически соотношение (6-2), имеющее место и при резонансе. Для резонансных измерений наилучшим образом подходит куметр или любой другой прибор резонансного типа [2-40], блок-схема которого близка к рис. 6-3, *г*. Как известно, резонансная частота контура *2* (рис. 6-3, *г*)

$$f_р = (1/2\pi)\sqrt{[1/(L_c C_r)] - [r^2/(4L_c^2)]}\,. \qquad (6\text{-}5)$$

Для конденсаторов с $\operatorname{tg}\delta < 0{,}3$

$$L_c \approx 1/\left(4\pi^2 C_r f_р^2\right), \qquad (6\text{-}6)$$

где $C_r$, как и для (6-4), — значение емкости конденсатора, измеренное на низкой частоте.

Индикация момента резонанса производится в схеме рис. 6-3, *г* по вольтметру *7*, имеющему необходимый частотный диапазон (до десятков либо сотен *Мгц*) и высокое входное сопротивление. Индикация момента резонанса по амплитуде резонансной кривой дает хорошие результаты при малых потерях в резонансном контуре. При больших потерях испытуемого конденсатора вносится дополнительная погрешность[1] из-за неточности фиксации прохождения кривой через максимум ввиду его размытости. В этом случае лучшие результаты дает применение фазового метода индикации резонанса.

При высокой разрешающей способности вольтметра *7* и $R_1 \gg |X_c|$ можно определить и значение $r$ при резонансе, т. е. $r \approx R_1 U_2 / U_1$, где $U_1$ — величина напряжения на выходе генератора *9*; $U_2$ — величина напряжения на входе вольтметра *7* при $f=f_р$.

Рассматриваемый метод реализован в приборах[2] ИМИ-3 и ИМИ-4.

Блок-схема ИМИ-3 приведена на рис. 6-3, *ж*. С генератора *9* высокочастотное напряжение подается на испытуемый конденсатор *2*. Изменяя частоту генератора (до получения максимума напряжения на сопротивление $R_0$), ламповым вольтметром *7* фиксируют резонанс. Данные о частоте собственного резонанса ($f_р$) конденсатора вводятся в *17* (преобразователь частоты в напряжение), на выходе которого $U_2 = f(f_р)$. В приборе выполняется измерение емкости конденсатора при частоте 1 *кгц*. Нажимая ключ *К*, мы образуем схему четырехъемкостного моста $C_r$, $C_1$, $C_2$, $C_0$. Информация о величине емкости $C_r$

[1] Погрешность не устраняется и предложением В. А. Канина [6-7].

[2] Прибор ИМИ-3 разработан Г. В. Гессеном и С. И. Шмайгер, а ИМИ-4 — А. Е. Павловым.

вводится в 20 — преобразователь типа емкость—напряжение, где получаем $U_1=f(C)$. Оба напряжения $U_1$ и $U_2$ поступают на решающий усилитель *19*, выполняющий вычисление по (6-6).

Выходное напряжение усилителя *19* поступает на указатель *24*, шкала которого проградуирована в значениях собственной индуктивности исследуемого конденсатора [6-1]. Прибор ИМИ-3 является единственным для измерения $L_c$ конденсаторов с прямым отсчетом. Общий вид прибора приведен на рис. 6-5. В приборе использована четырехзажимная система подключения испытуемого конденсатора. Прибору присущи недостатки, связанные с примененной амплитудной индикацией резонанса. Кроме этого, на результат измерения влияет взаимное расположение проводов, с помощью которых испытуемый конденсатор подключается к прибору.



Рис. 6-5. Внешний вид прибора ИМИ-3

Более совершенным прибором для измерения малых индуктивностей конденсаторов большой емкости (до 110 *мкф*) является ИМИ-4. Блок-схема прибора и внешний вид его приведены на рис. 6-3, *д* и 6-6 соответственно. Напряжение с генератора *9* подается на измерительный узел, образованный индуктивностями $L_1$ и $L_2$, намотанными на тороидальных сердечниках, и испытуемым конденсатором *2* с закорачивающей перемычкой $L_п$, проходящей сквозь оба тороидальных сердечника. Конденсатор и перемычка образуют тем самым виток связи между $L_1$ и $L_2$. При отсутствии этого витка энергия из $Z_1$ в $Z_2$ не передается, так как магнитный поток $L_1$ замыкается в сердечнике. При наличии витка связи амплитуда и фаза напряжения в $L_2$ определяются полным сопротивлением витка связи. Выше указывалось (см. рис. 6-1, *б*), что при $f<f_р$ конденсатор представляет емкостное сопротивление, при $f=f_р$ — активное, а при $f>f_р$ — индуктивное. Таким же будет и полное сопротивление конденсатора с закороткой $L_п$. Катушка индуктивности $L_2$ оказывается при разных частотах нагруженной на практически бесконечное сопротивление; она работает на режиме холостого хода, и создаваемый ею фазовый сдвиг равен $+\pi/2$.

Таким образом, если при расстройках контура $CL_п$ относительно частоты собственного резонанса в нем возможны фазовые сдвиги от $-\pi/2$ до $+\pi2$, то на выходе измерительного узла фаза изменяется от 0 до $\pi$ [6-9]. При резонансе контура $CL_п$, $\varphi=\pi/2$. Последнее позволяет применить индикатор настройки в резонанс на основе двойного преобразования частоты.

На смеситель *10* подаются колебания с частотами ω и Ω; на выходе его имеются частота ω и комбинационные ω+Ω. Ток со смесителя *10* поступает на фильтр *14*, который выделяет составляющие частот ω±Ω и направляет ток этих составляющих на второй смеситель *13*, куда поступает также напряжение частотой ω (с измерительного узла), сдвинутое на некоторый угол φ (см. рис. 6-3, *д*)

В анодном токе лампы второго смесителя образуются более сложные комбинационные частоты. После фильтрации высокочастотных составляющих на выходе смесителя *13*

$$i_a = U \sum_{1}^{\infty} a_n \cos \Omega t \cos \varphi.$$

Таким образом, напряжение на выходе смесителя *13* не зависит ни от частоты ω, при которой производится измерение, ни от фазы φ этого напряжения.

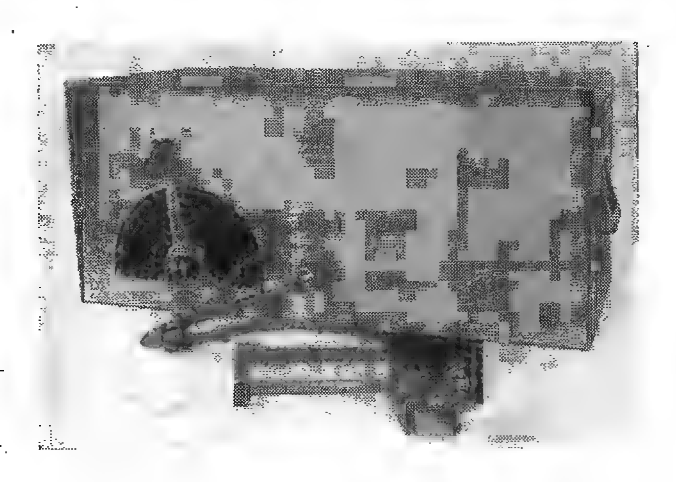


Рис. 6-6. Внешний вид прибора ИМИ-4.

В момент настройки в резонанс испытуемого конденсатора *2* с перемычкой $L_п$ (фазовый сдвиг, создаваемый измерительным узлом, составляет π/2) напряжение на выходе смесителя *13* оказывается равным нулю ($\varphi=\pi/2$, $i_a=0$).

Для фильтрации составляющих с частотами 2Ω, 3Ω и т. д. в токе смесителя *13* использован избирательный усилитель, настроенный на частоту Ω [6-9]. Индикатором прибора служит электроннолучевой осциллограф *8*, синхронизированный сигналом частотой Ω с генератора *11*. Осциллограф *8* позволяет не только определить момент резонанса ($U=0$), но и установить характер полного сопротивления испытуемого объекта (емкостный или индуктивный) при любой частоте ω.

Измеряемая индуктивность конденсатора $L_c=L_к-L_п$, где $L_к$ — измеренная общая индуктивность контура (конденсатор—перемычка); $L_п$ — индуктивность перемычки. Значение $L_к$ определяется, как и $L_c$ из (6-6).

Более точное соотношение для $L_c$, учитывающее взаимные индуктивности, индуктивность рассеяния $L_1$ и вносимые в контур потери, приведено в [6-9]. Испытания ИМИ-4 показали, что включение исследуемого конденсатора совместно с калиброванной закорачивающей перемычкой в качестве витка связи и фазовый метод индикации резонанса особенно пригодны для измерения малых индуктивностей (от единиц наногенри) у конденсаторов различных типов (слюдяных, пленочных, металлобумажных и др.) емкостью от сотен пикофарад до сотен микрофарад.

При частоте, выше резонансной ($f > f_р$), импеданс конденсатора имеет чисто индуктивный характер (рис. 6-1, *б*). Поэтому, если имеется возможность измерить $z$ конденсатора при частоте $f_1$ (причем $f_1 \gg f_р$), то можно быстро подсчитать $L_c$, т. е. $L_c = z/(2\pi f_1)$.

Чем больше отличаются между собой $f_1$ и $f_р$, тем точнее определится $L_c$*. В случае если $f_1 = 5f_р$, то погрешность не превысит 5%; при $f_1 = 10f_р$ полученное значение $L_c$ будет занижено на 1% (за счет влияния $X_c$). Ограничивает применение рассмотренного метода отсутствие достаточно точных импедансметров в диапазоне высоких частот [2-40].

Индуктивность конденсатора в этом диапазоне частот может быть определена и резонансным методом. Для этого необходимо образовать резонансный контур из испытуемого объекта и вспомогательного конденсатора и настроить последним контур в резонанс при частоте $f_1$. В этом случае

$$L_c^{**} \approx 1/\left(4\pi^2 f_1^2 C\right),$$

где $f_1$ — частота резонанса контура, причем $f_1 \gg f_р$; $C$ — резонансное значение емкости вспомогательного конденсатора.

Подобный контур (рис. 6-3, *в*) образован в приборе ИМИ-2 (табл. 6-2), в котором $f_1 = 79{,}35$ *Мгц*. При этом расчетная формула для индуктивности упрощается: $L = 4000/C$, где $L$ дано в наногенри, а $C$ — в пикофарадах.

Разновидностью данной является схема (рис. 6-3, *е*), использованная Л. А. Фоменко [6-11] для измерения собственной индуктивности секций бумажных конденсаторов. В этой схеме контур включается непосредственно в анодную цепь генератора и определяет частоту колебаний последнего. Диапазон частот генератора от 0,5 до 12 *Мгц*.

Последовательно с измеряемой $L_c$ включены в параллель два переменных конденсатора, из которых $C_1$ — основной, а $C_2$ — подстроечный. Наличие подстроечного малоемкостного конденсатора $C_2$ позволяет измерять $L_c$ методом замещения. В диапазоне малых $L$ до 100 *нгн* измерение, как и в ИМИ-2, выполняется при постоянной частоте ($f = \text{const}$). Большие (нежели 100 *нгн*) индуктивности измерялись по уходу частоты $\Delta f = f(L)$. Шкала конденсатора $C_2$ предварительно для каждой частоты градуировалась в сантиметрах при помощи специально рассчитанных и выполненных с возможной точностью закороток, квази-эталонов индуктивности (15—150 *нгн*). Контроль частоты производился по частотомеру *16*.

---

* Имеется в виду, что $r \ll \omega L_c$, в противном случае необходимо учесть погрешность за счет влияния потерь в конденсаторе.

** Справедливо при малых потерях в конденсаторе. При больших потерях ($\text{tg}\delta > 0{,}3$) необходимо вводить поправки на $f_1$ [2-40].

При измерении полной собственной индуктивности многосекционных конденсаторов резонансный метод ($f \gg f_р$) может привести к занижению результата $L_c$. Емкости первых секций (рис. 6-1, *а*), ближе расположенных к выводам, шунтируют последующие, и измеренная индуктивность оказывается ниже истинной. При более низких частотах ($f < f_р$), где и используется емкостное действие конденсатора, начинает проявляться полное значение $L_c$. Необходимо также иметь в виду погрешность в $L_c$ за счет влияния $\operatorname{tg}\delta$ конденсатора на частоту $f$, см. (6-5).

## 6-2. Измерение нелинейности

### А. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Как известно, пассивные компоненты радиоэлектронной аппаратуры можно разделить на две не равные по объему и номенклатуре группы: линейные (конденсаторы, резисторы и катушки индуктивности) и нелинейные (вариконды, варисторы, варикапы). Говоря, что деталь нелинейна, мы имеем в виду нелинейность ее вольт-амперной характеристики, т. е., другими словами, нелинейность характеризует, насколько точно удовлетворяется для данной детали закон Ома. Если вольт-амперная характеристика компонента отличается от линейной, то под действием чисто синусоидального напряжения в нем протекает несинусоидальный (искаженный) ток. Этот ток можно рассматривать как сумму токов основной частоты и ряда гармонических составляющих:

$$i = \alpha_1 U \sin \omega t + \alpha_2 U^3 (0{,}75 \sin \omega t - 0{,}25 \sin 3\omega t) +$$
$$+ \alpha_3 U^5 [(5/8) \sin \omega t - (5/16) \sin 3\omega t + (1/16) \sin 5\omega t] + \ldots \quad (6\text{-}7)$$

Величины токов гармонических составляющих, входящих в выражение (6-7), могут служить мерой нелинейности компонента. Если нелинейность варикондов, варикапов, варисторов используется в качестве полезного свойства этих компонентов, то нелинейность конденсаторов, резисторов, катушек индуктивности является побочным явлением, на которое в последние годы обращается все бо́льшее внимание. Многие исследования, проведенные в 60-е годы, свидетельствуют о влиянии нелинейности номинально линейных деталей на качество работы радиоэлектронной аппаратуры. Нелинейность примененных деталей приводит, например, к возникновению интермодуляционных частот в каналах проводной и радиосвязи, искажениям в некоторых типах операционных усилителей и т. д. Не останавливаясь здесь на физико-химической сущности возникновения нелинейности в материалах радиодеталей, отметим лишь то, что

каждому типу радиодеталей, изготовленных из одних и тех же материалов по одной и той же технологии, присущ один определенный уровень нелинейности. Резкое отклонение нелинейности [1-13] некоторых образцов от общего уровня указывает на наличие в них скрытых дефектов. К таким дефектам относятся: загрязненный диэлектрик, ненадежные контакты [6-18], присутствие окислов в шоопированном контактном слое конденсаторов, неравномерное осаждение пленки, плохая нарезка канавок, некачественная керамика или микротрещины в керамике резисторов. Одним из преимуществ измерения нелинейности является возможность вскрыть ряд дефектов детали, которые невозможно обнаружить другими известными методами без разрушения самой детали и которые могут привести в дальнейшем к преждевременному отказу. На основе измерения нелинейности в цеховых условиях возможно сделать выводы о внесении некоторых поправок в технологический процесс или же изъять из партии детали с повышенной нелинейностью, повысив тем самым качество партии в целом [6-22, 6-26, 6-28].

В ряде случаев представляется целесообразным замена измерений некоторых параметров радиодеталей измерением нелинейности. Так, например, измерение нестабильности конденсаторов (см. § 5-2, п. И) можно при определенных условиях заменить измерением нелинейности, поскольку флюктуации сопротивления изоляции, равно как и ЧР приводят к флюктуациям нелинейности.

Некоторые исследователи [6-14, 6-21, 6-25] рассматривают возможность замены измерения уровня шумов резисторов [6-13, 6-15—6-17] измерением нелинейности, так как обе эти величины теоретически несут одну и ту же информацию. Кирби (Kirby P. L.) приводит данные экспериментов, свидетельствующие о корреляции уровня шумов и нелинейности резисторов [6-19—6-21]. Измерение нелинейности имеет ощутимое преимущество: оно может быть выполнено значительно быстрее, так как при измерении среднеквадратичного уровня шумов [6-10] требуется определенное время для стабилизации режима резистора. Кроме того, напряжение гармоник возрастает при увеличении тока через исследуемую деталь и быстро становится выше уровня собственных шумов измерительной аппаратуры. Поэтому, во-первых, легко исключить необходимость внесения поправок на шумы системы и, во-вторых, становится возможным измерение резисторов с сопротивлением порядка 1 *ом* и ниже.

## Б. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Методы измерения нелинейности весьма различны, как по видам величин, характеризующих нелинейность, так и точности и сложности применяемой аппаратуры. Это разнообразие связано с тем, что оценка нелинейности производилась различными

исследователями в лабораторных условиях для различных радиодеталей и до последнего времени не ощущалась необходимость как во внедрении измерений нелинейности в производственную практику, так и в договоренности о какой-то определенной, обязательной мере нелинейности. Общая классификация известных методов приведена на рис. 6-7. Методы измерения нелинейности могут быть прежде всего разделены на две группы: методы измерения больших нелинейностей, присущих варикондам, варикапам и варисторам, и методы измерения ма-

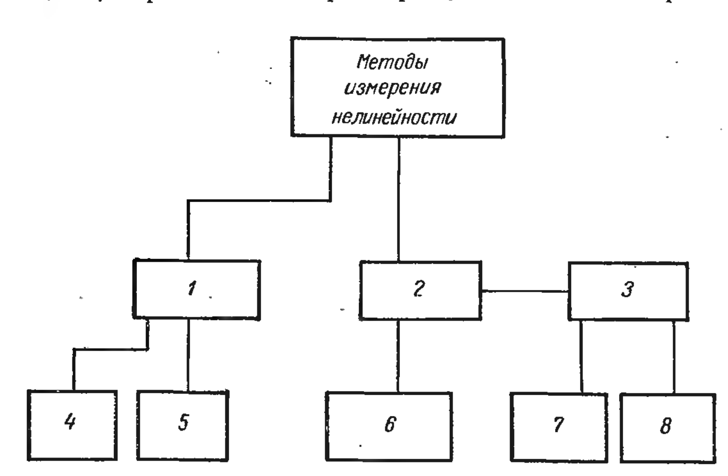



Рис. 6-7. Классификация методов измерения нелинейности

*1* — методы измерения больших нелинейностей; *2* — методы измерения малых нелинейностей; *3* — методы на основе измерения относительного уровня третьей гармоники; *4* — построение характеристик типов: $I=f(U)$, $C=f(U)$, $r=f(U)$; *5* — метод двух напряжений; *6* — метод интермодуляционных частот; *7* — мостовой метод; *8* — метод непосредственного измерения

лых нелинейностей, применимые по отношению к номинально линейным деталям.

**Методы измерения больших нелинейностей.** Наиболее простым, наглядным, хотя и трудоемким, методом является обычное снятие одной из характеристик радиодетали с помощью соответствующих приборов: вольт-амперной — для варисторов, эффективной емкости от напряжения — для варикондов и варикапов, сопротивления от напряжения — для варисторов и резисторов. Типовые зависимости обычно приводятся в виде графиков в справочных материалах на эти детали.

Метод двух напряжений включает два этапа: измерение какого-либо параметра (емкости, сопротивления, тока) при одном напряжении и измерение этого же параметра при втором напряжении, отличном на известную величину от первого. На основе двух измерений рассчитывается величина, характеризующая нелинейность. Этой величиной для емкости, например,

является коэффициент напряжения

$$k_v^* = \{(C_1 - C_2)/[C_2(U_1 - U_2)]\}\ 100\%,$$

где $C_1$ — емкость, измеренная при напряжении $U_1$ на конденсаторе; $C_2$ — емкость, измеренная при напряжении $U_2$.

Обычно $U_2 = 0{,}1U_1$. Для варисторов употребляют величину

$$\beta = [\ln(I_2/I_1)]/\ln(U_2/U_1),$$

которую называют коэффициентом нелинейности варистора. Здесь ток $I_1$ соответствует приложенному к варистору напряжению $U_1$, а $I_2$ — напряжению $U_2$. Обычно $U_2 = (0{,}8 - 0{,}9)U_1$.

Как снятие характеристик, так и метод двух напряжений осуществляются с помощью приборов чаще всего класса I. Погрешности определения емкости или установки напряжения целиком входят в получаемый результат. Поэтому эти методы позволяют оценивать нелинейности лишь значительных величин.

Следует указать на одну из разновидностей метода двух напряжений. В тех случаях, когда температурная нестабильность исследуемой детали может оказывать значительное влияние на результат измерения или когда при значительно отличающихся испытательных напряжениях $U_1$ и $U_2$ на детали под действием большего напряжения рассеивается нежелательная мощность, рационально напряжения постоянных уровней $U_1$ и $U_2$ заменить последовательностью импульсов (с нужной скважностью), в которой каждый $n$-й импульс имеет амплитуду $U_1$, а $(n+1)$-й — $U_2$. Если на выходе измерительной системы имеются устройства для временной селекции сигналов, например синхронные детекторы, измерительная система будет фиксировать два значения искомой величины ($C_1$ и $C_2$ или $R_1$ и $R_2$), одно из которых будет соответствовать $U_1$, а другое — $U_2$.

**Методы измерения малых нелинейностей.** Сущность метода интермодуляционных частот (см. рис. 6-7) состоит в том, что на исследуемую деталь одновременно подают два хорошо отфильтрованных, равных по величине напряжения высокой частоты и измеряют напряжение интермодуляционных частот, возникающих в ней. Другими словами, исследуемая деталь является как бы преобразователем частот. В зависимости от вида кривой участка нелинейной вольт-амперной характеристики, на котором происходит преобразование, преобладают те или иные интермодуляционные частоты. Мерой нелинейности служит отношение напряжения какой-либо выделенной интермодуляционной частоты к напряжению, подаваемому на исследуемую деталь. Метод может быть осуществлен по схеме, представленной на рис. 6-8, *а*.

---

* Аналогичным образом определяется коэффициент напряжения для резисторов:

$$k_v = \{(R_1 - R_2)/[R_2(U_1 - U_2)]\}\ 100\%.$$

Генераторы *1* и *2* настроены на частоты $f_1$ и $f_2$ соответственно, отстоящие друг от друга на $\Delta f = f_1 - f_2$. Обычно $f_1$ и $f_2$ выбираются в диапазоне 1—100 *Мгц*, а $\Delta f \approx 0,1\ (f_1 + f_2)/2$. Выходные напряжения генераторов должны быть чисто синусоидальными. Особенно следует опасаться взаимных паразитных связей между генераторами. Поэтому, несмотря на применение качественной экранировки и развязки по цепям питания, на выходе генератора *1* устанавливается заграждающий фильтр (ЗФ) на частоту $f_2$ так же, как на выходе генератора *2* ЗФ — на частоту $f_1$. Исследуемая деталь должна быть согласована

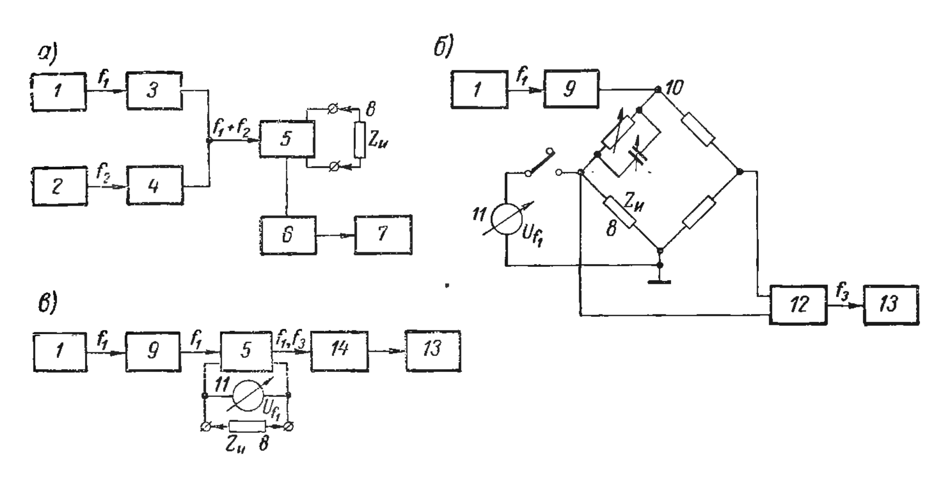



Рис. 6-8. Основные схемы измерения малых нелинейностей

*1* — генератор частоты $f_1$; *2* — генератор частоты $f_2$; *3* — заграждающий фильтр на частоту $f_2$; *4* — заграждающий фильтр на частоту $f_1$; *5* — согласующее устройство; *6* — заграждающий фильтр на частоты $f_1$ и $f_2$; *7* — измерительный приемник; *8* — исследуемая деталь с импедансом $Z_и$; *9* — фильтр низких частот; *10* — мостовая схема; *11* — вольтметр основной измерительной частоты $f_1$; *12* — аттенюатор; *13* — избирательный вольтметр; *14* — фильтр высоких частот

с выходами обоих генераторов, причем согласующее устройство должно быть линейным. Напряжения интермодуляционных частот могут быть измерены приемником, который можно настроить на любую интермодуляционную частоту, входящую в выходной сигнал. Следует иметь в виду, что по отношению к измерительному приемнику основные частоты $f_1$ и $f_2$ являются помехой. Для подавления помехи на входе приемника устанавливают ЗФ на частоты $f_1$ и $f_2$. Естественно, вся аппаратура (генераторы, фильтры, согласующее устройство, контакты подключения исследуемой детали, входные цепи приемника) должны иметь собственный интермодуляционный фон значительно меньшего уровня, чем измеряемые величины. Для достижения хороших результатов их уровень не должен превышать 140—160 *дб* от напряжения частот $f_1$ и $f_2$.

Измерения нелинейности по этому методу описаны, в частности, Миллэрдом (Millard G. H.) [6-24]. Частоты $f_1$ и $f_2$ брались порядка 90 *Мгц;* взаимная расстройка генераторов — 4,4 *Мгц.* В качестве согласующего устройства применялся ответвитель, с помощью которого с выходами генераторов согласовывались измеряемая деталь и добавочная нагрузка. Чувствительность приемника составляла 0,5 *мкв.* Измерялась интермодуляционная частота $2f_2 - f_1$, напряжение при которой

$$\dot{U}_{2f_2-f_1} = (3/4)\, a_3 i_1^3 + (25/8)\, a_5 i_1^5 + (735/64)\, a_7 i_1^7 + \ldots$$

Автор указывает, что при малых значениях тока основной частоты ($i_1$) зависимость этого напряжения от тока подчинялась закону третьей степени. Эта зависимость сохранялась до тех пор, пока коэффициенты при остальных членах были пренебрежимо малы. С увеличением напряжения на исследуемой детали увеличивается ток $i_1$ и соответственно остальные члены ряда. Зависимость третьей степени перестает сохраняться. Возможно измерение напряжений других интермодуляционных частот, например,

$$\dot{U}_{3f_2-2f_1} = (5/8)\, a_5 i_1^5 + (245/64)\, a_7 i_1^7 + \ldots$$

Напряжения интермодуляционных частот [6-24] измерялись на уровне 120 *дб* относительно напряжений основных измерительных частот. Эту величину следует считать близкой к реально достижимому порогу чувствительности метода.

К достоинствам метода интермодуляционных частот необходимо отнести возможность измерения на радиочастотах. Так как в этом случае наиболее полно проявляется влияние нелинейности реактивных составляющих комплексного сопротивления исследуемой детали, метод целесообразно применять тогда, когда требуется выяснить качество ее работы на высоких частотах. Трудность представляет согласование на высокой частоте с выходами генераторов и приемников в широком диапазоне полных сопротивлений измеряемых радиодеталей, что накладывает ограничения на применимость метода и является недостатком.

Методы, основанные на измерении напряжения третьей гармоники (см. рис. 6-7), также относятся к методам измерения малых нелинейностей [6-6]. Как указывалось выше (см. § 6-2, п. А), при подаче на нелинейный компонент чистого синусоидального напряжения ток, проходящий через него, содержит гармонические составляющие, определяемые выражением (6-7).

Нелинейность может быть определена путем измерения уровня любой составляющей относительно подаваемого синусоидального напряжения. Экспериментально подтверждено, что для известных дефектов, определяющих нелинейность радиодеталей, наибольшую величину имеет третья гармоническая со-

ставляющая, вследствие чего обычно измеряют именно ее эквивалентную э. д. с.

Между напряжением основной измерительной частоты ($U_{f_1}$), подаваемой на исследуемую деталь и э. д. с. третьей гармоники, возникающей в ней, были найдены определенные зависимости. Если нелинейность конденсатора определяется в основном током, как, например, мы имеем при конденсаторах из окиси тантала, то

$$E_3 = k_{3i} I_{f_1}^n = k_{3i} \omega^n C^n U_{f_1}^n,$$

где $E_3$ — э. д. с. третьей гармоники; $I_{f_1}$ — ток основной частоты через исследуемый конденсатор; $U_{f_1}$ — напряжение основной частоты на конденсаторе; $k_{3i}$ — коэффициент пропорциональности; $n \approx 3$.

Если нелинейность конденсатора зависит в основном от напряжения, как у керамических конденсаторов,

$$E_3 = k_{3u} U_{f_1}^n,$$

где $n = 2{,}5$—3.

Для большинства резисторов $E_3 = k_{3u} U_{f_1}^3$, так как наиболее характерной зависимостью э. д. с. третьей гармоники от приложенного напряжения основной частоты является кубическая или близкая к ней. Поэтому и единица оценки уровня нелинейности радиодеталей принимает вид ИТГ* (индекс третьей гармоники) $= 20 \lg (U_{f_3} / U_{f_1})$, где $U_{f_3}$ — напряжение третьей гармоники, *мкв*; $U_{f_1}$ — напряжение (основной частоты), подаваемое на исследуемую деталь, *в*.

Однако на практике, как это осуществлено в описываемых ниже приборах (см. § 6-2, п. В), для измерения нелинейности результат получают в абсолютных значениях напряжения третьей гармоники (*мв*, *мкв*) или относительных, называемых коэффициентами нелинейности: $k_{н} = (U_{f_3} / U_{f_1})\ \%$ и $k_{н} = 20 \lg (U_{f_3} / U_{f_1})$ *дб*, где $U_{f_1}$ и $U_{f_3}$ выражаются в единицах одной размерности [6-6]. Величины $k_{н}$ в децибеллах для различных типов радиодеталей могут принимать значения от —(160—170) *дб* для пленочных конденсаторов с неполярным диэлектриком (полистирол, фторопласт) при условии отсутствия у них деталей (корпус, выводы), содержащих ферромагнитные материалы, или для качественных проволочных резисторов и до 10 *дб* у конденсаторов из керамики с большой относительной диэлектрической проницаемостью ε, либо таких резисторов, как типа КОИ.

Измерение нелинейности по уровню третьей гармоники может быть осуществлено мостовым методом [6-23] или методом непосредственного измерения.

---

* В зарубежной печати обозначается THI (Third Harmonik Index) — см. [6-21].

Сущность мостового метода состоит в следующем. Исследуемая деталь $Z_и$ (рис. 6-8, *б*) включается в одно из плеч моста, который уравновешивается на основной частоте по активной и реактивной составляющим. Если плечи сравнения и образцовое плечо моста составлены из элементов сравнительно линейных, то в состоянии равновесия напряжение в индикаторной диагонали будет определяться напряжением гармоник, возникающих в $Z_и$ под действием приложенного напряжения $U_{f_1}$. Напряжения гармоник, в том числе и $U_{f_3}$, могут быть измерены с помощью селективного вольтметра. Напряжение основной частоты на $Z_и$ измеряется вольтметром, входной импеданс которого не должен влиять на состояние равновесия мостовой схемы. Если этого добиться затруднительно, он может выключаться при точном уравновешивании моста, но тогда его показания будут обладать дополнительной погрешностью. Мостовая схема должна быть частотно независимой в пределах частот измеряемых гармонических составляющих. Только в таких условиях она может быть уравновешена как на основной частоте $f_1$, так и на гармонических составляющих напряжения генератора. Если широкополосность достаточна, требования к источнику питания моста в отношении нелинейных искажений, а также к фильтру низкой частоты (ФНЧ) значительно снижаются, что является одним из основных преимуществ метода. К недостаткам же следует отнести необходимость уравновешивания моста при каждом измерении, а также дополнительных расчетов, так как э. д. с. третьей гармоники распределяется между всеми плечами моста. Кроме того, известную трудность представляет собой осуществление широкополосности схемы для большого диапазона $z_и$. Перечисленные недостатки снижают универсальность мостового метода.

В работах, опубликованных Розенталем и Луисом (Rosenthal L. G., Louis G. S.), а также Миллэрдом [6-24, 6-27], содержится описание мостовых схем, на которых производились измерения нелинейности резисторов в диапазоне номиналов от сотен ом до десятков килоом при частотах 1—3 *кгц*. Была достигнута чувствительность порядка (130—140) *дб* при мощности основной частоты, рассеиваемой в $z_и$ до 0,5 *в·а*.

Применение метода непосредственного измерения позволяет свести к минимуму или вообще исключить дополнительные расчеты и, кроме того, значительно сократить время измерения по сравнению с мостовым методом. Как показано на рис. 6-8, *в*, напряжение $U_f$ подается с генератора через ФНЧ, подавляющий высшие гармонические составляющие, на исследуемую деталь $z_и$, которая соединяется с выходом ФНЧ и входом фильтра высоких частот (ФВЧ), служащим входной цепью избирательного вольтметра, настроенного на третью гармонику основной частоты, с помощью некоторого согласующего устройства. Назначение согласующего устройства — согласовать изменяю-

щийся в широких пределах импеданс исследуемой детали с выходом генератора и входом вольтметра. Главная трудность, возникающая при реализации метода, заключается в том, что все элементы ФНЧ, согласующего устройства и ФВЧ должны быть линейными. Линейность достигается применением пленочных конденсаторов с неполярным диэлектриком, катушек индуктивности (без сердечников), намотанных на каркасах из неполярного диэлектрика (полистирол, фторопласт, полиэтилен), проволочных (но без содержания ферромагнитных материалов) резисторов очень качественных паек. Имеет значение также материал изоляции монтажных проводов, монтажных стоек, переключателей, клемм и т. д. Практически только линейность

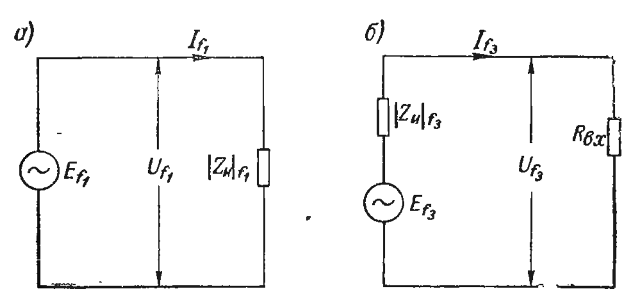



Рис. 6-9. Схемы согласующих устройств

и стабильность примененных деталей накладывает ограничение на чувствительность метода. Лучшие приборы для измерения нелинейности по относительному уровню третьей гармоники позволяют измерять коэффициент нелинейности $k_н=180$ *дб* или $k_н=10^{-7}\%$.

Если напряжение генератора $U_{f_1}$ содержит третью гармонику в пределах 0,1%, то для обеспечения надежного измерения $k_н=180$ *дб*, ФНЧ должен подавлять третью гармонику не менее чем на 140 *дб*. Ясно, что по отношению к избирательному вольтметру, настроенному на третью гармонику, напряжение $U_{f_1}$ является помехой. ФВЧ должен ослаблять эту помеху на величину 120 *дб*.

Обратимся теперь к согласующему устройству. Если входное сопротивление ФВЧ имеет емкостный характер, между ФНЧ и исследуемой деталью рационально включить катушку индуктивности, как показано на рис. 6-9, *а*. Включение катушки индуктивности обеспечивает возможность поднять уровень испытательного напряжения в тех случаях, когда исследуемая деталь является конденсатором или высокоомным резистором [6-26]. При необходимости исследования образцов с низким импедансом, например переходного сопротивления контактов, выгодно придать согласующему устройству вид, подобный

рис. 6-9, *б*. Здесь резонансный контур, составленный из $L$, $C$ и $z_и$, настраивается на основную частоту $f_1$, отчего значительно увеличивается испытательный ток и уменьшается влияние гармоник генератора. Наиболее универсальными схемами согласования являются трансформаторные и автотрансформаторные. Трансформаторная схема приведена на рис. 6-10, *в*. Изменяя коэффициент трансформации трансформатора $Tp$, можно значительные изменения номинальных величин $z_и$ исследуемых деталей свести к незначительным изменениям нагрузки ФНЧ и

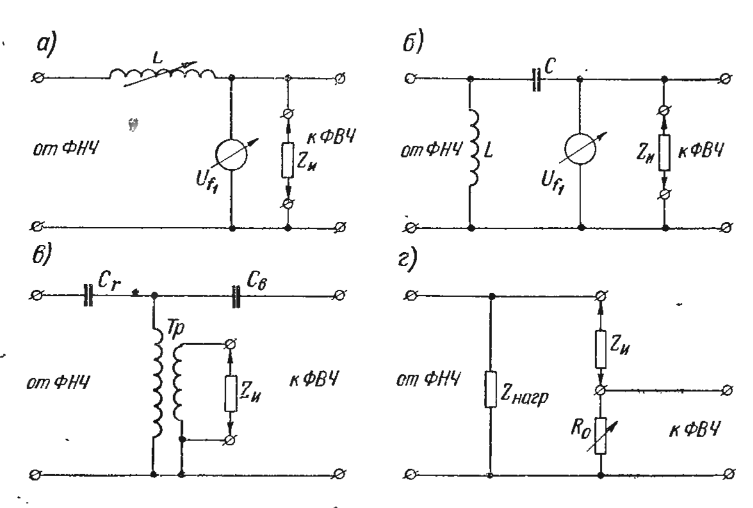



Рис. 6-10. Эквивалентные схемы согласующих устройств

таким же изменениям импеданса на входе вольтметра третьей гармоники. Изменяя величины емкостей связи, можно менять характер импеданса согласующего устройства и придавать ему свойства как схемы рис. 6-9, *а*, так и схемы рис. 6-9, *б*. Наконец, если не обращать внимания на к. п. д. генератора (под полезной мощностью мы имеем в виду мощность, рассеиваемую в исследуемой детали), согласующее устройство может быть выполнено, как показано на рис. 6-10, *г*. Здесь ФНЧ, а значит, и генератор нагружены на практически постоянную величину $z_{нагр}$. Это выполняется при условии $z_{нагр} < z_и + R_0$. Последовательно с $z_и$ включенное сопротивление $R_0 \ll z_и$ называется измерительным. С него снимается напряжение третьей гармоники $U_{f_3}$, измеряемое вольтметром. $R_0$ изменяется таким образом, чтобы при различных $z_и$ отношение $z_и/R_0$ оставалось постоянным.

Обычно ФВЧ, задачей которого является подавление частоты $f_1$, обладает при ней большим входным сопротивлением. Поэтому при частоте $f_1$ любая из приведенных

на рис. 6-9 схем согласующих устройств имеет эквивалентную схему, показанную на рис. 6-10, *а*. ФНЧ имеет высокое выходное сопротивление на частоте третьей гармоники $f_3$, и эквивалентная схема согласующих устройств на частоте $f_3$ (рис. 6-10, *б*) составлена из последовательно соединенных исследуемой детали, включающей эквивалентный генератор $E_{f_3}$ и импеданс $(z_и)_{f_3}$, и входного сопротивления ФВЧ. Из рис. 6-10, *б* следует, что напряжение $E_f$, создаваемое нелинейностью исследуемой детали, и напряжение $U_{f3}$, измеряемое вольтметром, связаны выражением

$$E_{f_3} = U_{f_3}\left[1 + (z_и)_{f_3}/R_{вх}\right], \qquad (6\text{-}8)$$

где $(z_и)_{f_3}$ — импеданс исследуемой детали на частоте $f_3$;

$R_{вх}$ — входное сопротивление вольтметра.

Для конденсаторов, катушек индуктивности и резисторов (6-8) принимает [6-26] соответственно вид:

для $C$

$$E_{f_3} = U_{f_3}\sqrt{1 + 1/(9\omega_1 C_и^2 R_{вх}^2)}, \qquad (6\text{-}9)$$

для $L$

$$E_{f_3} = U_{f_3}\sqrt{1 + 9\omega_1 L_и^2/R_{вх}^2}, \qquad (6\text{-}10)$$

для $R$

$$E_{f_3} = U_{f_3}(1 + R_и/R_{вх}). \qquad (6\text{-}11$$

Любой из описанных методов может быть заменен методом измерения нелинейности по относительному уровню третьей гармоники с непосредственным отсчетом. Такая замена представляется рациональной, поскольку применение однотипных, отличающихся лишь чувствительностью, а значит, и стоимостью приборов на основе этого метода позволит производить измерения нелинейностей любых величин в широких пределах импедансов исследуемых деталей. Такие приборы являются наиболее быстродействующими, не требуют дополнительных вычислений или проведения нескольких измерительных операций, могут использоваться в качестве отбраковочных в производственных условиях. Применение же одних и тех же мер нелинейности (например, $k_н$, *дб* или $k_н$, %) позволит легко сравнивать нелинейность деталей различных типов между собой.

## В. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИБОРОВ

В настоящее время известны четыре типа приборов для измерения нелинейности по относительному уровню третьей гармоники на основе метода прямого измерения: ИНР-1, ИНР-2А, ZPT 1271 и CLT-1. Основные характеристики этих приборов сведены в табл. 6-3. Так как прибор типа CLT-1 является усовершенствованием прибора ZPT 1271, мы рассмотрим лишь три типа: ИНР-1, ИНР-2А и CLT-1.

*Таблица 6-3*

**Приборы для измерения нелинейности**

| Наименование прибора | Предел импедансов измеряемых деталей | Напряжение 1-й гармоники, *в* | Частота 1-й гармоники, *кгц* | Пределы измерения | | | Калибровка вольтметра 3-й гармоники | Примечание | Фирма, страна |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | $U_{f_3}$, *мкв* | $K_н$, % | $K_н$, *дб* | | | |
| ИНР-1 | 100 *ом* — 1 *Мом* на 6 диапазонах | 10 | 10 | — | 0,01—3 | — | Есть | — | СССР |
| ZPT 1271 | 1 *ом* — 22 *Мом* на 5 диапазонах | 0,5—250 | 10 | До 0,2 (ориентировочно) | — | До 120 *дб* (ориентировочно) | Нет | — | «Эриксон», Швеция |
| ИНР-2А | 1 *ом* — 1 *Мом* на 5 диапазонах | 0,001—1000 | 10 | — | $(3\cdot10^{-6}$ — 0,1) | (180—160) | Есть | Прибор снабжен: выходом для анализа гармоник выше 3-й, выходом на внешний аналоговый регистратор, клеммами для подачи поляризующего напряжения, пороговым устройством для управления автоматикой при разбраковке деталей | СССР |
| CLT-1 | 3 *ом* — 300 *ком* на 5 диапазонах (дополнительные пределы — 1 *ом* — 1 *Мом*) | 0,001—550 | 10 | 0,1—$10^6$ (в зависимости от $z_н$) | — | (160—20) (в зависимости от $z_н$) | Нет | Прибор снабжен: выходом для анализа гармоник выше 3-й, выходом на внешний аналоговый регистратор, клеммами для подачи поляризующего напряжения, устройством для дистанционного включения испытательного напряжения | «Радиометр», Дания |

ИНР-1 является наиболее простым прибором. Его функциональная схема полностью совпадает со схемой, приведенной на рис. 6-8, *в*, а согласующее устройство — со схемой рис. 6-10, *г*. Генератор $U_{f1}$, нагружен на ФНЧ. Напряжение на выходе генератора постоянно и равно 10 *в*, ФНЧ (трехзвенный *LC* фильтр) работает практически на постоянную нагрузку, равную 50 *ом*. Она обеспечивает подавление третьей гармоники генератора примерно на 80 *дб*. Область $z_и$ разбита на шесть диапазонов, имеющих перекрытие, равное 3,16. Внутри каждого диапазона отношение $z_и/R_0$ колеблется в пределах 0,02—0,007. Такое отношение, хотя и является невыгодным с точки зрения получения оптимальной чувствительности (условие оптимальной чувствительности: $z_и = R_0$), но зато позволяет уменьшить возможное влияние собственной нелинейности $R_0$ на результат измерения. Вольтметр $U_{f3}$ включает: заграждающий фильтр, настроенный на частоту $f_1$ в качестве входной цепи; трехкаскадный широкополосный предварительный усилитель, работающий в режиме малых коллекторных токов для понижения уровня собственных шумов; резонансный каскад усиления и, наконец, эмиттерный повторитель, нагрузкой которого являются детектор и стрелочный прибор. Наличие калибровки вольтметра $U_{f3}$ позволяет автоматически учитывать отношение $z_и/R_0$ при каждом измерении.

При рассмотрении табл. 6-3 видно, что прибор ИНР-1 значительно уступает как по своим данным, так и по универсальности применения другим типам приборов. Однако он вполне пригоден для измерения нелинейности таких деталей, как конденсаторы типа КМ из масс Н50 и Н90, резисторы типа КОИ, фоторезисторы и т. д.

Прибор ИНР-2А[1] является наиболее совершенным из рассматриваемых. Работает он следующим образом. Сигнал частоты $f_1$ (рис. 6-11) с задающего генератора *1* через аттенюатор *2* подается на усилитель мощности *3*. На выходе усилителя мощности напряжение третьей гармоники составляет величину порядка 0,1% (60 *дб*). Следующий затем ФНЧ *5* понижает ее содержание в напряжении $U_{f1}$ до 180 *дб*. С выхода ФНЧ напряжение подается через согласующее устройство, в принципе подобное изображенному на рис. 6-9, *в* и содержащее трансформатор *7* вместе с сопротивлениями связи *6* и *9*, с генератором и вольтметром $U_{f3}$ на исследуемую деталь *8*. Для поддержания напряжения $U_{f3}$ постоянным при изменении импедансов $z_и$ весь генератор, включая ФНЧ и согласующее устройство, охвачен обратной связью (ОС). Сигнал ОС снимается с $z_и$ и подается через делитель *10* на усилитель ОС *12*. На выходе *12* сигнал выпрямляется, и полученное таким образом постоянное напряжение измеряется стрелочным прибором 13, отградуированным в единицах напряжения $U_{f1}$. Кроме того, постоянное напряжение с выхода усилителя *12* подается в качестве сигнала АРУ в задающий генератор *1*. Результатом действия петли ОС является постоянство напряжения $U_{f1}$ на измеряемой детали от практически холостого хода генератора до нагрузки его, которая соответствует мощности, рассеиваемой $z_и$, равной 1 *в·а*. Вольтметр $U_{f3}$ включает: ФВЧ 14, предварительный усилитель *15*, полосовой фильтр *16*, аттенюатор *17* и оконечный усилитель *18*, нагруженный на стрелочный прибор *19*, ФВЧ подавляет напряжение $U_{f3}$ поступающее на его вход, на 120 *дб*. Необходимость применения предварительного усилителя обусловлена возможными малыми измеряемыми напряжениями $U_{f3}$ (до 0,01 *мкв*). Кроме того, сравнительно равномерная частотная характеристика тракта, согласующее устройство, ФВЧ, предварительный усилитель позволяют подключать к выходу последнего внешние приборы, такие, как электроннолучевой осциллограф, измеритель нелинейных искажений или селективный вольтметр, с целью изучения гармонических составляющих более высокого порядка без применения каких-либо внешних усилительных устройств. Полосовой фильтр *16* настроен на частоту $f_3$ и создает такое отно-

[1] Прибор разработан А. Е. Павловым.

шение сигнал/шум на входе оконечного усилителя 18, при котором $U_{f_3}=0{,}01$ *мкв* измеряется достаточно четко. Одной из основных особенностей прибора ИНР-2 является возможность калибровки вольтметра $U_{f_3}$. При использовании прибора без калибровки оператор вынужден при каждом измерении, для того чтобы учесть соотношение между $z_и$ и $R_{вх}$ (см. рис. 6-10, *б*), произвести дополнительный расчет согласно выражениям (6-9—6-11). Причем, если в эти выражения подставлять не действительные значения *C*, *L* и *R* изме-

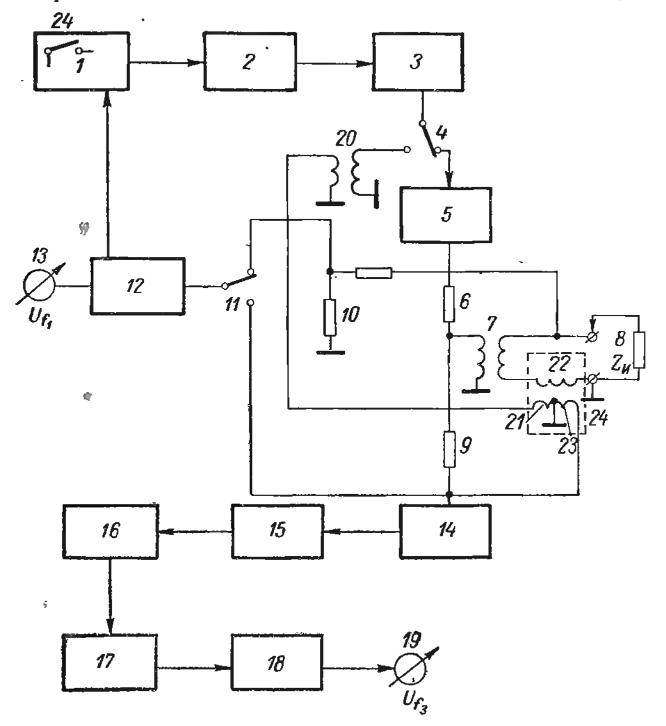



Рис. 6-11. Функциональная схема прибора ИНР-2А

*1* — задающий генератор; *2, 17* — аттенюаторы; *3* — усилитель мощности; *4, 11, 24* — контакты реле; *5* — фильтр низких частот; *6, 9* — сопротивления связи; *7* — трансформатор согласующего устройства; *8* — измеряемая деталь; *10* — делитель ОС; *12* — усилитель ОС; *13* — прибор для измерения напряжения первой гармоники; *14* — фильтр высоких частот; *15* — предварительный усилитель; *16* — полосовой фильтр; *18* — оконечный усилитель; *19* — прибор для измерения напряжения третьей гармоники; *20* — понижающий трансформатор; *21, 22, 23* — обмотки трансформатора КС; *24* — трансформатор КС

ряемой детали, а номинальные, то расхождение между действительной и номинальной величинами целиком войдет в погрешность измерения, увеличив ее (в пределах обозначенного на детали допуска). Если, допустим, желательно измерить нелинейность с точностью не хуже ±5% и погрешность прибора не превышает этой величины, то при классе точности измеряемой детали III (±20%) необходимо произвести дополнительную измерительную операцию на постороннем приборе для выяснения действительного значения величины *C*, *L* или *R*. В противном случае ошибка в процессе обработки информации по (6-9—6-11) весьма вероятна и желаемая точность достигнута не будет. Применение калибровки освобождает оператора от дополнительных вычислительной и измерительной операций.

Калибровка в приборе ИНР-2А осуществляется следующим образом. При возбуждении реле *4, 11* и *24* задающий генератор *1* переводится в режим ге-

нерации частоты $f_3$, но так как ФНЧ 5 ослабляет напряжение частоты $f_3$, то он отключается и сигнал подается через понижающий трансформатор *20* иа первичную обмотку *21* трансформатора калибровочного сигнала (КС). Вторичная обмотка трансформатора *22* вводит напряжение КС последовательно в цепь согласующего устройства, в которую подключается измеряемая деталь *8*. Трансформатор КС имеет такие параметры, что включение его обмотки *22* в измерительную цепь увеличивает входное сопротивление согласующего устройства не более чем на 0,25%. Увеличение входного сопротивления может быть соответствующим образом скорректировано. С обмотки *23* снимается сигнал ОС, подаваемый через контакты реле *11* на вход усилителя ОС *12*. Так как все активные звенья генератора при калибровке охвачены одной и той же петлей ОС, что и при измерении, а сигнал ОС на выходе усилителя *12* в обоих случаях одинаков, то режим генератора не изменяется и калибровочное напряжение частоты $f_3$ оказывается жестко связанным с напряжением $U_{f1}$ заранее выбранным соотношением $(U_{f3}/U_{f1})=0{,}001$ с помощью трансформаторов 20 и 24.

При этом сигналы ОС в случае калибровки и измерения связаны обратным отношением. Дополнительными условиями жесткой связи напряжений КС и $U_{f1}$ являются равномерность частотных характеристик аттенюатора *2*, усилителя мощности *3* и усилителя ОС *12*, а также постоянство напряжения на выходе задающего генератора независимо от того, какая частота ($f_1$ или $f_3$) им генерируется.

Подавая напряжение КС при подключенной измеряемой детали *8* на вход вольтметра $U_{f3}$ и изменяя его коэффициент усиления дискретно с помощью аттенюатора *17* и плавной подрегулировкой оконечного усилителя *18*, добиваются максимального показания прибора *19*. Если $U_{f3}/U_{f1}=0{,}001$, то вся шкала прибора *19* после калибровки соответствует $K_н=0{,}1\%$ или $K_н=60$ *дб*. Далее отключают калибровочный сигнал, переводя схему в положение, соответствующее измерению и, пользуясь аттенюатором *17*, выбирают удобную для снятия отсчета шкалу.

Прибор ИНР-2А рассчитан на использование как в лабораторных, так и в цеховых условиях. При эксплуатации в лаборатории весьма полезным, кроме упоминавшегося уже выхода на анализатор гармоник, оказывается наличие выхода на внешний аналоговый регистрирующий прибор и возможность подачи поляризующего (или смещающего) напряжения на исследуемую деталь. Это позволяет производить и измерение не только принципиально полярных радиодеталей, каковыми являются, например, электролитические конденсаторы, но и определение нелинейности при малых $U_{f1}$ на любом ограниченном участке нелинейной вольт-амперной характеристики. Так как прибор ИНР-2А оборудован пороговой схемой, к нему возможно подключение исполнительных устройств, необходимых для автоматической разбраковки радиодеталей по уровню нелинейности в цеховых условиях. Внешний вид ИНР-2А показан на рис. 6-12.

Прибор CLT-1 построен по той же основной схеме, что и ИНР-1 и ИНР-2А (см. рис. 6-8, в), т. е. содержит в качестве основных узлов: генератор, ФНЧ, согласующее устройство, ФВЧ и вольтметр третьей гармоники.

Как видно из рис. 6-13, напряжение $U_{f1}$ подается с задающего генератора *1* через каскад автоматической регулировки напряжения *2* на аттенюатор *3*, который служит для дискретного изменения $U_{f1}$ шестью ступенями по 10 *дб*. С аттенюатора *3* сигнал поступает на усилитель мощности *4* и далее на ФНЧ *5*. Усилитель мощности и ФНЧ совместно создают подавление третьей гармоники в составе основного напряжения $U_{f1}$ до уровня 160 *дб*.

Согласующий трансформатор *6* имеет схему, аналогичную изображенной а рис. 6-9, *в*. Он имеет четыре сменных трансформатора и одно согласующее

Т-образное CLC-звено, которые переключаются в зависимости от величины импеданса $z_и$ измеряемой детали 7. Вся область $z_и$ от 3 *ом* до 300 *ком* разбита на пять диапазонов, каждому соответствует одна из вышеупомянутых согласующих цепей.

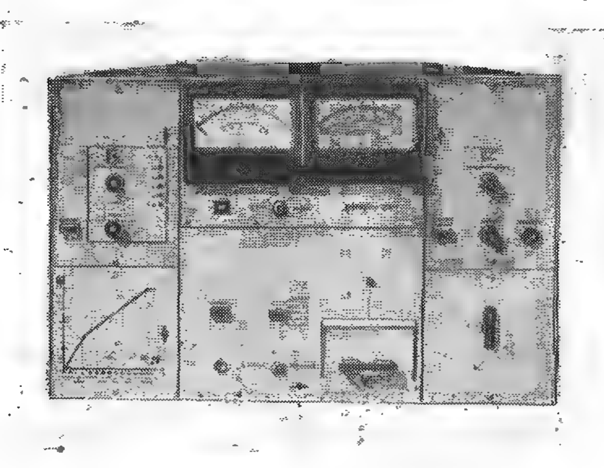


Рис. 6-12. Внешний вид прибора ИНР-2А

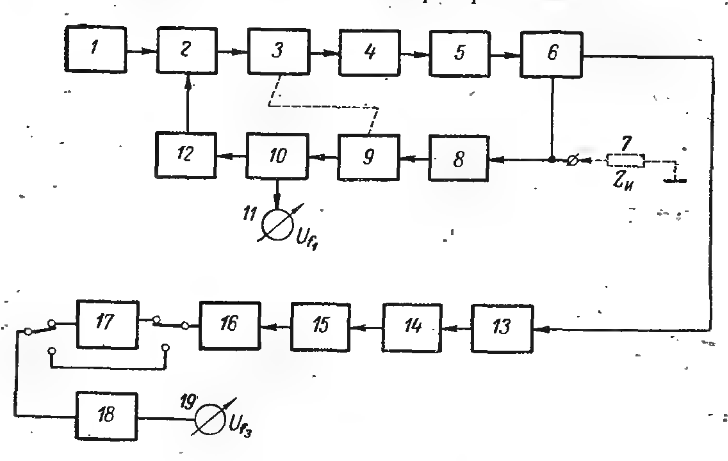



Рис. 6-13. Функциональная схема прибора CLT-1

*1* — задающий генератор; *2* — регулирующий каскад; *3, 9, 16* — аттенюаторы; *4* — усилитель мощности; *5* — фильтр низких частот; *6* — согласующее устройство; *7* — измеряемая деталь; *8* — буферный каскад; *10* — усилитель ОС; *11* — прибор для измерения напряжения первой гармоники; *12* — балансный усилитель; *13* — фильтр высоких частот; *14* — предварительный усилитель; *15* — полосовой фильтр; *17* — логарифмический усилитель; *18* — линейный усилитель; *19* — прибор для измерения напряжения третьей гармоники

Генератор содержит цепь ОС, с помощью которой напряжение $U_{f_1}$ поддерживается постоянным при изменяющихся значениях $z_и$ внутри каждого диапазона при условии, что мощность, рассеиваемая $z_и$, не превышает 1 *в·а*.

Цепь обратной связи работает следующим образом. Сигнал ОС с исследуемой детали подается через буферный каскад *8* на аттенюатор *9*, механиче-

ский связанный с аттенюатором *3*, и работает так, чтобы при снижении усиления в цепи прямого усиления $U_{f_1}$ аттенюатором *3* оно повышалось в цепи ОС. Сигнал ОС далее усиливается усилителем ОС *10* и измеряется стрелочным прибором *11*, который отградуирован в единицах $U_{f_1}$. Выпрямленный сигнал ОС поступает на балансный усилитель *12*. Усилитель *12* связан с каскадом автоматической регулировки *2* таким образом, чтобы коэффициент усиления последнего изменялся так, чтобы компенсировать падение напряжения в цепях прямого усиления $U_{f_1}$ при увеличении нагрузки, т. е. обеспечивалось постоянство напряжения на $z_и$. В пределах каждого шага аттенюатора *3* (10 *дб*) напряжение $U_{f_1}$ может быть плавно отрегулировано установкой рабочей точки балансного усилителя *12*.

Вольтметр *3* содержит ФВЧ *13*, предварительный широкополосный усилитель *14*, полосовой фильтр *15*, аттенюатор *16*, усилители *17* и *18* и, наконец, стрелочный прибор *19*. ФВЧ совместно с предварительным усилителем имеют входное сопротивление, приведенное ко вторичным обмоткам трансформаторов согласующего устройства и равное 1 *ком*. Тогда, если рассматривать эквивалентную схему на рис. 6-10, *б*, входной импеданс прибора на частоте $f_3$ будет равен на любом из диапазонов $N \times 1$ *ком*, где $N$ — коэффициент трансформации импедансов в согласующем устройстве на соответствующем диапазоне. ФВЧ совместно с полосовым фильтром обеспечивают подавление $U_{f_1}$ до уровня 200 *дб* относительно измеряемых $U_{f_3}$.

Прибор CLT-1 имеет два режима работы: измерение абсолютного значения $U_{f_3}$ (*мв*, *мкв*), когда работает линейный усилитель *18*, и измерение в относительных единицах — децибелах. В последнем случае между аттенюатором *16* и линейным усилителем *18* включается дополнительный логарифмический усилитель *17*.

К недостаткам прибора CLT-1 следует отнести необходимость в дополнительных расчетах, учитывающих соотношение $z_и$ и $R_{вх}$, необходимых как при измерении в линейном, так и логарифмическом режимах. Кроме того, при измерении в логарифмическом режиме уровень третьей гармоники оценивается не относительно подаваемого на $z_и$ напряжения $U_{f_1}$, а относительно произвольно взятой постоянной величины $10^{-8}$ *в*, которую принимают за 0 *дб*. Таким образом, чтобы произвести отсчет в относительных единицах (*дб*), оператор обязан определить уровень $U_{f_1}$ относительно $10^{-8}$ *в*, определить уровень $U_{f_3}$ относительно той же величины и взять разность полученных результатов.

# СПИСОК СОКРАЩЕННЫХ НАЗВАНИЙ ЖУРНАЛОВ И ДРУГИХ ИЗДАНИЙ

## Издания на русском языке

*АВТ* — Автоматика и вычислительная техника; *АКМЭИ* — Автоматический контроль и методы электрических измерений, Новосибирск, ИАЭ СО АН СССР; *АМ* — Автометрия; *АТ* — Автоматика и телемеханика; *АТС* — Автоматика, телемеханика и связь; *АХП* — Автоматизация химических производств.

*БИЗ* — Бюллетень изобретений. Открытия, изобретения, промышленные образцы, товарные знаки; *БЛПИ* — Научно-технический информационный бюллетень Ленинградского политехнического института; *БП* — Бумажная промышленность; *БПАН* — Бюллетень польской академии наук; *БПТ* — Британская промышленность и техника.

*ВС* — Высокомолекулярные соединения; *ВЭ* — Вестник электропромышленности.

*ДЛПИ* — Доклады Львовского политехнического института.

*ЖТФ* — Журнал технической физики; *ЖЭТФ* — Журнал экспериментальной и теоретической физики.

*ЗЛ* — Заводская лаборатория; *ЗРЭ* — Зарубежная радиоэлектроника.

*ИАН АССРт* — Известия АН АССР, серия «Технические науки»; *ИВ ВИНИТИ* — Информационный выпуск ВИНИТИ; *ИВ ВНИИЭМ* — Информационный выпуск ВНИИЭМ; *ИЛЭТИ* — Известия Ленинградского электротехнического института имени В. И. Ульянова (Ленина); *ИНПИР* — Известия научного и проектно-конструкторского института радиоэлектроники (НРБ); *ИНПТ* — Известия НИИ постоянного тока; *ИСОАН* — Известия СО АН СССР; Исп. *ПСЭИ* — Испытательные приборы и стенды, серия «Экспресс-информация»; *ИТ* — Измерительная техника; *ИТСРП* — Информационно-технический сборник министерства радиотехнической промышленности, БТИ; *ИТЭИАН* — Институт технико-экономической информации АН СССР; *ИЭСТ* — Известия электропромышленности слабого тока.

*Кб* — Кибернетика; *КИТЭИ* — Контрольно-измерительная техника, серия «Экспресс-информация».

*МВМК* — Материалы всесоюзной межвузовской конференции. Автоматические измерения комплексных величин переменного тока, серия «Энергетика, электротехническая промышленность, автоматика и приборостроение», Азербайджанский институт научно-технической информации, Баку; *МИВИ* — Ионизационное старение, короностойкость и методы испытаний высоковольтной изоляции, ЦИНТИЭ; *МПС* — Микропровод и приборы сопротивления. Сб. КНИИЭП, Кишинев.

*ООРЭП* — Обмен опытом в радиоэлектронной промышленности; *ООЭП* — Обмен опытом в электронной промышленности.

*П* — Приборостроение; *П. Изв. ВУЗ* — Приборостроение, серия «Известия высших учебных заведений»; *ПМ* — Пластические массы; *ПНИ* — Приборы для научных исследований (ревью оф сайент. инструм. США); *ПО ВИНИТИ* — Передовой научно-технический и производственный опыт, ВИНИТИ; *ПО ГОСИНТИ* — Передовой научно-технический и производственный опыт, ГОСИНТИ; *ПСУ* — Приборы и системы управления; *ПТЭ* — Приборы и техника эксперимента; *ПЭМ* — Проблемы электрометрии. Сб. СО АН СССР, «Наука», Новосибирск.

*Р* — Радио; *Р. Изв. ВУЗ* — Радиоэлектроника, серия «Известия высших учебных заведений»; *РП* — Радиоэлектронная промышленность, ЦБНТИ; *Р. Пр* — Радиотехническое производство; *РТ* — Радиотехника; *РТЭ* — Радиотехника и электроника.

*СК* — Стандарты и качество; *СРКСт* — Рефераты НИИ Комитета стандартов, мер и измерительных приборов при СМ СССР; *СТБЛИ* — Сборник научных трудов Белорусского лесотехнического института.

*ТВНИИМ* — Труды ВНИИ метрологии им. Д. И. Менделеева. Электрические исследования; *ТКАК* — Труды Конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений ИАЭ СО АН СССР; *ТЛПИ* — Труды Ленинградского политехнического института имени М. И. Калинина; *ТНИИИС* — Труды Научно-исследовательского испытательного института связи; *ТНИИМОМ* — Труды Научно-исследовательского института министерства общего машиностроения.

*ФД* — Физика диэлектриков. Сб. АН СССР.

*Э* — Электричество; *Эл. ЭИ* — электроника, серия «Экспресс-информация»; *Эл. Т* — Электронная техника. Вопросы радиоэлектроники; *ЭМАК* — Электрические методы автоматического контроля. Труды Института автоматики и электрометрии; *Эм. Изв. ВУЗ* — Электромеханика, серия «Известия высших учебных заведений»; *Эн* — Энергетик; *Эн. Изв. ВУЗ* — Энергетика, серия «Известия высших учебных заведений»; *ЭС* — Электросвязь; *ЭСт* — Электрические станция; *ЭТ* — Электротехника.

## Издания на иностранных языках

*A* — L'Antenna (Италия); *ACTAT* — Acta Technica Academiae scientiarum hungaricae (ВНР); *AE* — Archiv fur Elektrotechnik (ФРГ); *AF* — Alta Frequenza (Италия); *Am. IEETr* — Transactions of the American Institute of Electrical Engineers (США); *AmJPh* — American Journal of Phusics (США); *Ann. R* — Annales de radioelectrictite (Франция); *ASEA J* — Allmanna svenska elektrika aktiebolaget Journal: *ATM* — Archiv fur technisches Messen (ФРГ.)

*BEAIRA* — The British Electrical and Allied Industries Research Association (Англия); *BEAMAJ* — Vritish electrical and allied manufacturer's association Journal (Англия); *BASE* — Bulletin de l'Association suisse des electriciens (Швейцария); *BJAPh* — British Journal of Applied Physics (Англия); *BLR* — Bell Laboratories Record (США); *BSEV* — Bulletin der schweizerischen electrotechnischen Vereins (Швейцария); *BSFE* — Bulletin de la Societe francaise des electriciens (Франция).

*CanJPh* — Canadian Journal of Physics (Канада); *Ce* — Les Composants electroniques (Франция); *CIGRE* — Conference Internationale des Grandes Resedux Electriques (Франция); *COEl. R* — Cooperative Electrical Research (Англия); *CRASF* — Comptes Rendus Hebdomadaires des Seances de L'Academie des Sciences (Франция); *CRIRE* — Convention Record of the Institute of Radio Engineers (США).

*EDN* — Electrical Design News (США); *El* — Electronics (США); *El. C* — Electrical Communication (США); *El. Comp* — Electronic Components (Англия); *El. D* — Electronic Design (США); *El. E* — The Electronic and Radio Engineer (1957—1959); (1960—1962) Electronic Technology (Англия); *El. Eg* — Electrical Engineering (США); *El. EN* — Electronic Equipment, News (Англия); *El. Enr* — The Electronic Engineer (США); *El. Eng* — Electronic Engineering (Англия); *El. I* — Electronique industrielle (Франция); *El. Ind* — Electronic Industries (1958—1965); The Electronic Engineer (с 1966) (США); *El. Ins. Conf. MA* — Electrical Insulation Conference: Materials and Application (США); *El. J* — The Electrical Journal (Англия); *Elk* — Elektrotechnik (ЧССР); *Elka* — Elektrotechnika (ВНР); *Elke* — Elektrie (ГДР); *ElkM* — Elektrotechnik und Maschinenbau (Австрия); *Elk. R* — Elektronische Rundschau (ФРГ); *Ell. D* — Electrical Digest (Канада); *El. L. P* — Electric Light and Power (США); *El. M* — Electrical Manufacturing (США); *Elmr* — Elektromeister (ФРГ);

*Eln* — The Electrician (Англия); *ElnkK* — Elektronik (ФРГ); *El. O* — Electrotechnicky obzor (ЧССР); *El. R* — Electrical Review (Англия); *Els. W* — Electronics World (США); *El. T* — Electrical Times (Англия); *Eltr* — Elettrotecnica (Италия); *El. W* — Electrical World (США); *Eng* — Engineering (Англия); *Enr* — The Engineer (Англия); *ETZ-A* — Electrotechnische Zeitschrift. Ausgabe A (ФРГ); *ETZ-B* — Electrotechnische Zeitschrift Ausgabe B (ФРГ); *EW* — Experimental Wireless and the Wireless Engineer; The Wireless Engineer and Experimental Wireless) (1931—1936) (Англия).

*F. Sch* — Funkschau (ФРГ); *F. Sch. F* — Funkschau mit Fernsen—Technik (ФРГ); *FT* — Funk-technik (ФРГ); Fz — Frequenz (ФРГ).

*GER* — General Electric Review (США); *GIT* — Glas und Instrumenten—Technik (ФРГ); *GRE* — General Radio Experimenter (США).

*H.Ela* — Hochfrequenztechnik und Elektroakustik (ГДР).

*IE* — Inter Electronique; Revue generale d'electronique (до 1966) (Франция); *IEEEI. C. R* — Institute of Electrical and Electronic Engineer, International Convention record (США); *IEEETr* — Institute of Electrical and Electronics Engineers; Transactions (США).

*IEEETr. AC* — *IEEETr* Automatic Control;
*IEEETr. CE* — » Communication and electronics;
*IEEETr. CP* — » Component Parts; IEETr. P. M. P (с 1966);
*IEEETr. COM* — » Communication technology;
*IEEE. Tr. El. I* — » Electrical Insulation;
*IEEETr. ED* — » Electron Devices;
*IEEETr. EC* — » Electronic Computers;
*IEEETr. IM* — » Instrumentation and Measurement;
*IEEETr. PMP* — » Parts, Materials and Packaging;
*IEEETr. PAS* — » Power apparatus and Systems;

*In* — Instruments (Англия); *In. CS* — Instruments and Control Systems (Англия); *In. Enr* — Instrument Engineer (Англия); *In. L* — Instruments at Laboratories (Франция); *In. P* — Instrument Practice (Англия); *In. R* — Instrument Review (Англия); *Ins* — Insulation. Electrical and Electronic industries (США); *IntER* — Internationale Electronische Rundschau (ГДР); *Int. JEEEd* — International Journal of Electrical Engineering Education (Англия); *IREICR* — Institute of Radio Engineers, International Convention Record (США); *IRETr* — Institute of Radio Engineers; Transactions Professional group on (США):

*IRETr. AC* — IRETr automatic control;
*IRETr. BTR* — » broadcast and television receivers;
*IRETr. CT* — » circuit theory;
*IRETr. CS* — » commutation systems;
*IRETr. CP* — » component parts;
*IRETr. ED* — » electron devices;
*IRETr. EC* — » electronic computers;
*IRETr. IM* — » instrumentation;
*IRETr. SET* — » space electronics and telemetry, Telemetry and remote control (до 1959);
*IRETr. PMP* — » parts, materials packaging;

*IREWCR* — Institute of Radio Engineers, Wescon Convention Record (США); *J. App. Ph* — Journal of Applied Physics (США); *J. BIRE* — Journal of the British Institution of Radio Engineers (Англия); *J. Ch. Ph* — The Journal of Chemical Physics (США); *J. El. Ch. S* — Journal of the Electrochemical Society (США); *JIEE* — Journal of the Institution of Electrical Engineers (Англия); *J. Ph. R* — Journal de Physique et Le radium (Франция); *J. RNBS* — Journal of Research of the National Bureau of Standards; Radio Science (после 1965) (США); *J. Sci. I* — Journal of Scientific Instruments (Англия).

*Kst* — Kunststoffe (ФРГ).

*MaR* — Mereni a Regulace (ЧССР); *MCI* — Mesures at controle industriel (Франция); *MI* — Marconi Instrumentation (Англия); *MJ* — The Mining Journal (Англия); *MR* — The Marconi Review (Англия); *MRA* — Mesures, regulation,

automatisme; MCI (до 1964) (Франция); *MRS* — Materials, Research and Standarts (США); *MSR* — Messen, Steuern, Regeln (ГДР).

*N* — Nature (Англия); *Ns* — Nucleonics (США); *NT* — Nachrichtentechnik (ГДР); *NTZ* — Nachrichtentechnische Zeitschrift (ФРГ).

*OE* — La onde electrique (Франция).

*PAK* — Pomiary, automatyka, kontrola (ПНР); *PASTM* — Proceedings of the American Society for testing and Materials (США); *Ph. M* — Philosophical Magasine and Journal of science (Англия); *Ph. R* — The physical Review (США); *PIEE* — Proceedings of the Institution of Electrical Engineers (Англия); *PIEEE* — Proceedings of the Institution of Electrical and Electronics Enginner (США); *PIEl* — Prace Institutu Electrotechniki (ПНР); *PIRE* — Proceedings of the Institution of Radio Engineers; PIEEE (с 1964) (США); *PIREA* — Proceedings of the Institution of Radio Engineers of Australia; PIEEA с 1964 г., PITR — Prace Institutu tele-i Radiotechnicznego (ПНР); *PNEC* — Proceedings of the National Electronics Conference (США); *Prz. Elk* — Przeglad Elektroniki (ПНР); *Prz. Elt* — Przeglad Elektrotechniczny (ПНР); *Prz. Tlk* — Przeglad Telekomunikacyjny (ПНР); *Pw* — Power (США); *Pw. AS* — Power Apparatis and Systems (США); *Pw. PE* — Power Plant Engineering (США) (1928—1947).

*REC* — Radio Electronic Components (США); *REE* — Radio and Electronic Engineer (Англия); *REl* — Radio Electronics (США); *REM* — Revue d'Electricite et de Mecanique (Франция); *RER* — Radio and Electrical Retailing (Англия); *RF* — Radio und Fernsehen (ГДР); *RGE* — Revue Generale de l'Electricite (Франция); *RGEl* — Revue Generale d'Electronique (Франция); *RM* — Radio Mentor (ФРГ); *RMEl* — Radio Mentor Electronic; Radio Mentor (до 1966) (ФРГ); *Rsch* — Radioschau (Австрия); *R. Sci* — Radio Science (США); *R. Sci. I* — Review of Scientific Instruments (США); *RTN* — Radio and Television News; Electronics World (с 1957) (США).

*SDES* — Service Dealer and Electronic Servicing (США); *ST* — Sdelovaci Technika (ЧССР); *SZ* — Siemens-Zeitschrift (ФРГ).

*T* — Die Technik (ГДР); *TFS* — Transactions of the Faraday Society (Англия); *TR* — Technische Rundschau (Швейцария); *TTEI* — Tele-Tech and Electronic Industries Electronic Industries and Tele-Tech (1956—1957) (США).

*WE* — Wireless Engineer (1936—1956); The Electronic and Radio Engineer (1957—1960) (Англия); *WW* — Wireless World (Англия).

*YTR* — Yokogawa technical Report (Япония) Екогава гихо).

*ZI* — Zeitschrift fur Instrumentenkunde (ФРГ); *ZPh* — Zeitschrift fur angemandte Physik (ФРГ); *ZNPW* — Zeszyty naukowe Politechniki Warszawskiej (ПНР); *ZNPWr* — Zeszyty naukowe politechniki Wrochlawskiej (ПНР); *ZTPh* — Zeitschrift fur Technische Physik (ФРГ).

# ЛИТЕРАТУРА

*К главе первой*


1-1. Александров А. П., Вальтер А. Ф. и др. Физика диэлектриков. ГТТИ, 1932.
1-2. Богородицкий Н. П., Волокобинский Ю. М. и др. Теория диэлектриков. «Энергия», 1965.
1-2а. Богородицкий Н. П., Гедзюн В. А., Мандрыка Н. А. Высоковольтные керамические конденсаторы. «Советское радио», 1970.
1-3. Богородицкий Н. П., Пасынков В. В. Материалы радиоэлектронной техники. «Высшая школа», 1969.
1-4. Богородицкий Н. П., Фридберг И. Д. Высокочастотные неорганические диэлектрнки. «Советское радио», 1948.
1-5. Вальтер А. Ф., Карандеев К. Б. и др. Испытания электроизолирующих материалов. ГОНТИ, 1936.
1-6. Волгов В. А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. «Энергия», 1967.
1-6а. Грибовский П. О., Терентьева Т. И. Миниатюрные керамические конденсаторы. «Энергия», 1966.
1-7. Дэммер Д. В. А., Норденберг Г. М. Конденсаторы постоянной и переменной емкости. Пер. с англ. З. В. Ерюхиной. Госэнергоиздат, 1963.
1-8. Евтеев Ф. Е., Жуков В. А. Технология радиоаппаратуры. Госэнергоиздат, 1952.
1-9. Жестяников В. М., Обновленский П. А. Технология и оборудование производства деталей и узлов радиотехнической аппаратуры. Оборонгиз, 1958.
1-10. Жиров Г. А. Конденсаторы, применяемые в радиотехнике. Госэнергоиздат, 1950.
1-11. Жуков В. А. Технология производства радиоаппаратуры. Госэнергоиздат, 1959.
1-12. Закгейм Л. Н. Электролитические конденсаторы. Госэнергоиздат, 1963.
1-13. Казарновский Д. М. Сегнетокерамические конденсаторы. Госэнергоиздат, 1956.
1-14. Казарновский Д. М. Испытание радиотехнических материалов и деталей. Госэнергоиздат, 1953.
1-15. Казарновский Д. М. Эн. Изв. ВУЗ, 1966, № 8, 28—33.
1-16. Казарновский Д. М., Тареев Б. М. Испытания электроизоляционных материалов. Госэнергонздат, 1963.
1-17. Калитвянский В. И. Изоляция электрических машин. ГЭИ, 1949.
1-18. Карпихин В. В. Массовые измерения в производстве конденсаторов. Госэнергоиздат, 1961.
1-19. Карпихин В. В. Техника измерений электрических параметров конденсаторов. Госэнергоиздат, 1955.
1-20. Карпихин В. В. Технология производства слюдяных и стеклоэмалевых конденсаторов. «Энергия», 1965.
1-21. Михайлов И. В., Пропошин А. И. Конденсаторы. «Энергия», 1965.
1-22. Михайлов М. М. Э., 1924, № 11, 521—529.
1-23. Михайлов М. М. Электроматериаловедение. Госэнергоиздат, 1940.
1-24. Осипов К. Д., Пасынков В. В. Справочник по радиоизмерительным приборам. Ч. I, «Советское радио», 1959.
1-25. Осипов К. Д., Пасынков В. В. Справочник по радиоизмерительным приборам. Ч. V, «Советское радио», 1964.

1-26. Реине В. Т., Багалей Ю. В., Фридберг И. Д. Расчет и конструирование конденсаторов. «Техника», Киев, 1966.
1-27. Ренне В. Т. Пленочные конденсаторы с органическим синтетическим диэлектриком. Госэнергоиздат, 1963.
1-28. Ренне В. Т. Современные бумажные конденсаторы. Госэнергоиздат, 1948.
1-29. Ренне В. Т. Краткое руководство по лаборатории электрических конденсаторов. ЛПИ, 1956.
1-30. Ренне В. Т., Толвинская А. В. Краткое руководство по лаборатории электроматериаловедения. ЛПИ, 1950.
1-31. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. Госэнергоиздат, 1959.
1-32. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. «Энергия», 1969.
1-33. Соркин И. М. Основы радиоизмерительной техники. Госэнергоиздат, 1962.
1-34. Сканави Г. И. Физика диэлектриков (область сильных полей), ГИФМЛ, 1958.
1-35. Торощин П. А. Металлобумажные конденсаторы. «Энергия», 1965.
1-36. Brotherton M. Capacitors, their use in Electronic Circuits. D. Van Nostrand Company, Inc., New York, 1946.
1-37. Harris F. K. Electrical Measurements. New York, John Wiley and Sons, 1952.
1-38. Laws Frank A. Electrical Measurements, Second Edition, Mc Graw-Hill, 1938.
1-39. ГОСТ 6433—65. Диэлектрики твердые. Методы определения электрической прочности и тангенса угла потерь при частоте 50 *гц* и удельных электрических сопротивлений при помощи гальванометра. 1965.
1-40. ГОСТ 6580—63. Конденсаторы электрические постоянной емкости. 1964.
1-41. Конденсаторы. Государственные стандарты. Стандартгиз, 1958.
1-42. Capacitoros, fixed, ceramic dielectric, with specified capacitance temperature coefficients (normal permittivity). London, DEF 5133—1, may, 1957.
1-43. Capacitors, fixed, mica dielectric, DEF—5132, London, july, 1957.
1-44. Capacitors, fixed, ceramic dielectric (high permitivity), DEF—5133—2, London, march, 1957.
1-45. Capacitors, electrolytic, with tantalum electrodes. DEF—5134—2, London, august, 1962.
1-46. Capacitors, fixed, ceramic dielectric (high permitivity), DEF—5133—2, London, march, 1957.
1-47. Capacitors, fixed, paper dielectric, foil type, DEF—5131. London, june, 1962.
1-48. Capacitors, fixed, plastic film polystyrene deilectric (d. c. rated), DEF—5137, London, july, 1960.
1-49. Capacitors, metallised paper dielectric, DEF—5136, London, june, 1961.

### *К главе второй*

2-1. Волгин Л. И. ИТ, 1965, № 1, 43—45.
2-2. Гессен Г. В. Исследование мостовых цепей с индуктивно связанными плечами для измерения емкости и тангенса угла потерь конденсаторов. Автореферат кандидатской диссертации ВНИИМ. Л., 1962.
2-3. Гессен Г. В. Мост с индуктивно связанными плечами. Авт. свид. № 174262, БИЗ, 1965, № 17.
2-4. Гессен Г. В., Емельянова Л. Н. Авт. свид. № 185401, БИЗ, 1966, № 17.
2-5. Гессен Г. В., Самойлов Н. Я., Эпштейн С. Л. МВМК, 1968, 74—78.
2-6. Гордиенко А. И., Чирков Г. И. ТНИИМОМ, 1956, вып. 1, 42—62.
2-7. Гриневич Ф. Б. Автоматические мосты переменного тока. СО АН СССР, Новосибирск, 1964.
2-8. Грохольский А. Л. Измерители добротности — куметры. Новосибирск, «Наука», 1966.

2-9. Давидович В. Г. Эл. Т., 1968, серия 8, вып. 3 (12), 67—73.
2-10. Добров Е. Е. Компенсационно-мостовые измерительные цепи переменного тока с автоматическим уравновешиванием. Автореферат кандидатской диссертации, СО АН СССР, Новосибирск, 1968.
2-11. Забродин В. А. ИТ, 1967, № 2, 87—89.
2-12. Казаков С. М. Некоторые вопросы раздельного измерения параметров комплексных величин методами уравновешивания. Автореферат кандидатской диссертации, СО АН СССР, Новосибирск, 1969.
2-13. Каменев Л. В. АХП, 1962, вып. 1, 39—47.
2-14. Каменев Л. В., Антошин А. В. Электрический мост переменного тока. Авт. свид. № 143467, БИЗ, 1961, № 24.
2-15. Карандеев К. Б. Э, 1932, № 6, 359—360.
2-15а. Карандеев К. Б., Штамбергер Г. А. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. СО АН СССР, Новосибирск, 1961.
2-16. Кнеллер В. Ю. Автоматическое измерение составляющих комплексного сопротивления. «Энергия», 1967.
2-17. Котельников В. А., Николаев А. М. Основы радиотехники. Ч. 1. Связьиздат, 1950.
2-18. Лизогуб М. С. Исследование коммутаторного метода для измерения емкости. Автореферат кандидатской диссертации, Харьков, 1953.
2-19. Майоров Ф. Э., 1931, 19, 1094—1096.
2-20. Мирский Г. Я. Радиоэлектронные измерения. «Энергия», 1969.
2-21. Мяздриков О. А. ИТ, 1968, № 12, 58—60.
2-22. Нетребенко К. А. Цифровые автоматические компенсаторы. Госэнергоиздат, 1961.
2-23. Нижний С. М. Мосты переменного тока. «Энергия», 1966.
2-24. Полулях К. С. Электронные измерительные приборы. «Высшая школа», 1966.
2-25. Рухленков А. А., Самойлов Н. Я., Халифман В. М. Устройство управления для цифровых приборов поразрядного уравновешивания. Авт. свид. № 204699, БИЗ, 1967, № 22.
2-26. Рухленков А. А., Самойлов Н. Я., Халифман В. М. Цифровой прибор для измерения составляющих комплексного сопротивления. Авт. свид. № 239429, БИЗ, 1969, № 11.
2-27. Рыжевский А. Г. Р, 1966, № 1, 44—46.
2-28. Рыжко С. БПАН, отд. IV, № 3, 1956, 199—203.
2-29. Самойлов Н. Я. Входной токовый компенсационный блок цифрового автоматического компенсатора. Авт. свид. № 189937, БИЗ, 1967, № 1.
2-30. Самойлов Н. Я. ИТ, 1966, № 11, 46—50.
2-30а. Самойлов Н. Я. Цифровой прибор для измерения составляющих комплексного сопротивления емкостного характера. Авт. свид. № 209579, БИЗ, 1968, № 5.
2-31. Сви П. М. Мост для измерения комплексных сопротивлений. Авт. свид. № 228776, БИЗ, 1968, № 32.
2-32. Титов В. В. Измерительные спусковые устройства. «Энергия», 1964.
2-33. Файнгольд Р. Г. Эл. Т, серия 8, вып. 3 (12), 1968, 95—100.
2-34. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1964.
2-35. Шляндин В. М., Мартяшин А. И., Рыжевский А. Г. и др. Универсальный цифровой измерительный прибор. ПО ГОСИНТИ, № 4—65—1755/54, 1965.
2-36. Шляндин В. М., Прокунцев А. Ф. МВМК, 1968, 70—74.
2-37. Шляндин В. М., Рыжевский А. Г. ИТ, 1967, № 6, 60—62.
2-38. Шляндин В. М., Рыжевский А. Г. ИТ, 1968, № 11, 45—48.
2-39. Шляндин В. М., Рыжевский А. Г. ПСУ, 1969, № 2, 41—43.
2-40. Эпштейн С. Л. Измерение характеристик конденсаторов. «Энергия», 1965.
2-41. Эпштейн С. Л., Эл. Т, 1968, сер. 8, вып. 3(12), 3—10.
2-42. Эпштейн С. Л., Файнгольд Р. Г. Эл. Т, 1965, сер. 3, вып. 7, 68—72.

2-43. Bailey D. F. WW, 1964, N 4, 204—207.
2-44. Buszylko A. ZNPWr, 1961, N 44, 49—56.
2-45. Calvert R., Mildwater J. Improvements in or relating to Electrical Bridges. Англ. пат. № 1, 023, 043, кл. G-1, опубл. 1966.
2-46. Ciechanowicz K. PAK, 1965, 11, N 6, 258—259.
2-47. Gabillard R., Polaert R. CRASF, 1961, v. 252, N 3, 388—390.
2-48. Heiting T. F. El, 1961, v. 34, N 39, 150.
2-49. Hurst S. L. El. Eng., 1964, v. 36, N 439, 596—599.
2-50. Kluge J. EDN, 1969, v. 14, N 3, 57.
2-51. Кобаяси Тору. Японский пат., кл. 11 ОСО, № 3553, заявл. 30.7.65.
2-52. Konigsberg R. L. Electrical Bridge. Пат. США, № 3, 034, 044, кл. 324—57, опубл. 1962.
2-53. Kus J. ST, 1962, N 12, 466—467.
2-54. Marzalek I. PAK, 1965, 11, N 5, 212—215.
2-55. Nottebihm H. FT, 1957, Bd. 12, N 8, 236—237.
2-56. Nottebohm H. Elk. R, 1958, 12, h 3, 85—88.
2-57. Polaert R. GRASF, 1961, v. 253, N 3, 414—416.
2-58. Prowse W. A., Laverick E. N, 1949, v. 163, N 4145, 571.
2-59. Roddam T. WW, 1950, N 1, 8—10.
2-59a. Ryan R. D., Eberhardt J. E. IEEETr IM, 1969, v. IM18, N 2, 129—132.
2-60. Sontheimer C. G. Impedance Measuring Method. Пат. США, № 2, 817, 811, кл. 324—57, опубл. 1957.
2-61. Turner R. P. R El, 1961, v. 32, N 6, 31—33.
2-62. Watters R. L. REl, 1963, v. 34, N 8, 32—33.
2-63. Автоматический мост переменного тока с цифровым отсчетом Р 570. Рекламный листок «Машприборинторг». Внешторгиздат, 1905/67, заказ № 9237, 1967.
2-64. Майданский М. Е. Автоматический измеритель емкости и тангенса угла потерь конденсаторов Е8-3. Информационно-справочный листок, № 014628, 1967, 2с.
2-65. El. D, 1968, v. 16, N 17, ang. 15, T-80. (Данные прибора Cap. Test. фирмы Micro Instruments, США).
2-66. Schmid G. M. J. El. Ch. S., 1968, v. 115, N 10, 1033—1036.

*К главе третьей*

3-1. Азарх С. Х. Конденсаторы переменной емкости. «Энергия», 1965.
3-2. Александров Л. А., Лискер К. Е., Фридберг И. Д. ФД, М., 1960, 21—27.
3-3. Аршинов С. С. Температурная стабильность частоты ламповых генераторов. Госэнергоиздат, 1952.
3-4. Аршинов С. С. РТ, 1948, т. 3, № 2, 21—39.
3-5. Асеев Б. П. Методы стабилизации лампового генератора. «КУБУЧ» 1932.
3-6. Базнлевский В. В. ООРЭП, 1962, вып. 4, 43—45.
3-7. Балинец Н. Ф., Ивлев И. Ф., Ковалев Е. А., Соболевский К. М. Устройство для контроля и сортировки радиодеталей. Авт. свид. № 169592, БИЗ, 1965, № 7.
3-8. Богородицкий Н. П. ИЭСТ, 1937, № 3, 44—47.
3-9. Булейко В. Б. Резонансные четырехполюсники и их применение в вычислительной технике. «Энергия», 1964.
3-10. Бычков С. И., Буренин Н. И., Сафаров Р. Т. Стабилизация частоты генераторов СВЧ. «Советское радио», 1962.
3-11. Вайнбойм П. И. ИТ, 1957, № 5, 61—64.
3-12. Гайлиш Е. А. ИЭСТ, 1937, № 1, 1—8.
3-13. Гальперин Е. Р. и др. Задачник по радиопередающим устройствам, под ред. С. И. Евтянова. Связьиздат, 1951.
3-14. Гурарий М. Н. ИТСРП, БТИ, № 2, 1955.
3-15. Диканов Д. С., Малеев В. А., Смолянинов А. А. Р. Пр., 1957, № 8, 51.

3-16. Дорман М. И. Р. Пр, 1957, № 9, 18—20.
3-17. Дробов С. А. Радиопередающие устройства. Воениздат, 1951.
3-18. Евтянов С. И. Радиопередающие устройства. Связьиздат, 1950.
3-19. Закутинский Я. В. Р. Пр, 1957, № 10, 38—39.
3-20. Зеликовский З. И., Серний Е. А. МПС, 1962, вып. 1, Кишинев, 63—71.
3-21. Зелях Э. В. ИЭСТ, 1936, № 6, 14—24.
3-22. Зорин Д. И., Новопашенный Г. Н. ТЛПИ, № 294, «Энергия», 1968, 104—107.
3-23. Кессених Р. М. ТНИИИС, 1947, № 3(39), 24—39.
3-24. Клионский М. Д. Разработка методов и аппаратуры для определения температурных характеристик образцовых конденсаторов. Автореферат кандидатской диссертации, ВНИИМ, Л., 1968.
3-25. Клионский М. Д. ИТ, 1968, № 7, 46—47.
3-26. Клионский М. Д. ИТ, 1967, № 7, 7—13.
3-27. Кротков И. Н., Клионский М. Д. ИТ, 1966, № 9, 52—54.
3-28. Кротков И. Н., Клионский М. Д., Эпштейн С. Л. ИТ, 1967, № 9, 92—94.
3-29. Кротков И. Н. ТВНИИМ, 1939, вып. 20 (36), 4—27.
3-30. Леви И. М., Матвеев Д. Е. ПО ГОСИНТИ, № 18—64—218/6, 1964.
3-31. Лискер К. Е. Керамический материал для высокочастотных конденсаторов. Авт. свид. № 190994, БИЗ, 1967, № 3.
3-32. Малев В. А., Диканов Д. С., Вайнбойм П. И. Устройство для измерения температурного коэффициента индуктивности электрических катушек. Авт. свид. № 100827, БИЗ, 1955, № 6.
3-33. Малев В. А., Диканов Д. С., Вайнбойм П. И. Устройство для измерения температурного коэффициента емкости электрнческих конденсаторов. Авт. свид. № 100733, БИЗ, 1955, № 6.
3-34. Нейман М. С. Стабилизация частоты в радиотехнике. Связьтехиздат, 1937.
3-34а. Николаенко И. Д. Приборы и стенды, ИТЭИН, тема 5, № П—56—418. М., 1956
3-35. Полулях К. С. Электронные резонансные измерительные приборы. Изд. Харьковского университета, 1961.
3-36. Смирнов В. А. ЖТФ, 1933, т. III, вып. 2—3, 365—376.
3-36а. Соловьев Н. Н. Измерительная техника в проводной связи. Ч. II, «Связь», 1969.
3-37. Соморов А. Б. РП, 1958, № 1, 33—36.
3-38. Чугунов С. С. ЖТФ, 1942, т. 12, вып. 7, 406—412.
3-39. Харинский А. А. Основы конструирования элементов радиоаппаратуры. ГЭИ, 1959.
3-40. Шембель Б. К. ИЭСТ, 1937, № 2, 3—9.
3-41. Шембель Б. К. Стабилизация частоты радиопередающих устройств. ГТТИ, 1934.
3-42. Шитиков Г. Т. ТНИИИС, 1947, № 4 (39), 3—39.
3-43. Шитиков Г. Т. ИЭСТ, 1940, № 12, 24—31.
3-44. Эпштейн С. Л. ООРЭП, 1962, вып. 1, 32—46.
3-45. Эпштейн С. Л. Эл. Т, 1967, серия 8, вып. 3, 186—203.
3-46. Bady Isidore. IRETr. I, 1957, 6, N 3, 199—205.
3-47. Baldwin A. L. In. C. S., 1962, v. 35, N 5, 97—99.
3-48. Berberich L. J., Fields C. V., Marbury R. E. PIRE, 1945, v. 33, N 6. 389—397.
3-49. Beresford D. A., Williams G. F. In. P, 1965, June, 538—542.
3-50. Coursey P. R. WE, 1938, v. 15, N 176, 247—251.
3-51. Gevers M., Du Pré F. K. TFS, 1946, v. 42A, 47—55.
3-52. Giebe E. Z. I., 1909, 29, h 10, s. 301—315.
3-53. Giebe E., Zickner G. Z. I., 1933, J 53, h 1, 1—12.
3-54. Griffiths W. H. F. EW, 1929, v. 6, N 64, 23—30, N 65, 77—80.
3-55. Griffiths W. H. F. EW, 1929, v. 6. N 73, 543—549.
3-56. Griffiths W. H. F. EW, 1928, v. 5, N 52, 17—24, N 53, 63—74.

3-57. Griffiths W. H. F. EW, 1928, v. 5, N 56, 278—279.
3-58. Griffiths W. H. F. EW, 1928, v. 5, N 59, august, 452—459.
3-59. Hubner J. H. Fz, 1968, v. 22, N 12, 343—348.
3-60. Frischmann P. G. El, 1960, v. 33, N 32, 56—57.
3-61. Handrek H. H. Ela, 1934, B 43, h 3, 73—75.
3-62. Jones T. I. J. Sci. I., 1942, v. 19, N 11, october, 166—167.
3-63. Junge H. D. RF, 1955, 4, N 17, 533—534.
3-64. Konieczny A., Smolarski A. PITR, 1963, VII, 2(23), 135—144.
3-65. Liebland F. ATM, 1941, lieferung 116, Februar, 26—27.
3-66. Roetschi H. R.Sci. I, 1960, 31, N 7, 785—786.
3-67. Rohde L. ATM, 1938, L. 82, april, T. 49—T50.
3-68. Rohde L. Z. T. Ph., 1933, J. 14, N 10, 480—483.
3-69. Rohde L. Z.T.Ph., 1934, N 12, 613—617.
3-70. Romanczyk T. Prz. Tlk, 1955, 28, N 5, 174—176.
3-71. Rudnick N. El. M, 1958, 61, N 1, 117—118.
3-72. Peyssov J., Ladefroux J. Ann. R, 1955, 10, N 42, 355—371.
3-73. Peyssou J., Ladefroux J. TTEI, 1956, v. 15, N 4, April, 70—71, 163—166.
3-74. Schick W. WE, 1944, v. XXI, N 245, 65—71.
3-75. Sherman H. El. 1944, v. 17, N 4, 125.
3-76. Sherwood E. T. El, 1940, v. 13, N 9, 26—29, 62—64.
3-77. Simánková L., Pelc A. ST, 1963, R XI, N 4, 125—126. (данные установки ТК 043—1).
3-78. Smolarski A. Prz. Tlk, 1955, r. 28, N 7, lipiec, 246—247.
3-79. Soucy C. I. El, 1948, v. 21, N 1, 117—121.
3-80. Takacs A. S., Baron F. E. IREWCR., 1958, part. 6, 111—120.
3-81. Thomas H. A. JIEE, 1937, v. 81, N 488, 277—281.
3-82. Thomas H. A. JIEE, 1939, v. 84, N 508, 495—498.
3-83. Thomas H. A. JIEE, 1940, v. 86, N 521, 471—472.
3-84. Томов Т. ИНПИР, 1966, 2, Н 1, 85—98. БНР.
3-85. Tubeluf J. Ann. R., 1958, XIII, N 54, 339—345, (данные установки КС 901).
3-86. Turner L. B. JIEE, 1937, v. 81, N 489, 399—422.
3-87. Uffler H. J. Ann.R., 1956, XI, N 45, 187—199.
3-88 Измерительные приборы, каталог. Справочник, ЦБНТИ по РЭ, 1956 (данные приборов типа С)
3-89. ПТЭ, 1963, № 2, 184 (данные прибора ИТК-4).
3-90. TTEI, 1956, N 1, v. 15, 92 (данные об установке ТКЕ фирмы Comp. Gen. de Telegr. Sans Fil).
3-91. Measuring divice TKC ceramic capacitors — C-14, Know How, Murata, Japan.

### *К главе четвертой*

4-1. Александров В. С., Прянишников В. А. Приборы для измерения малых и сверхмалых напряжений и токов. «Энергия», 1971.
4-1a. Александров В. С. Установка УИВС-1 для измерения сопротивлений до $10^{14}$ *ом,* ВИНИТИ, тема 35, № П—59—127/12, 1959.
4-2. Антонов С. Н., Татевосьян Г. О. ПМ, 1961, № 11, 55—57.
4-3. Арутюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения. Госэнергоиздат, 1958.
4-4. Багров Н. А., Николаева Н. И. Приборы для измерения сопротивления изоляции конденсаторов, ИТ ЭИ АН, № ПС—55—403, тема № 5, 1955.
4-5. Бажанов С. А., Воскресенский В. Ф. Испытание изоляции повышенным напряжением выпрямленного тока. «Энергия», 1964.
4-6. Брагин С. М. Э, 1929, № 17—18, 440—443.
4-7. Гессен Г. В. Устройство для разбраковки электрических конденсаторов. Авт. свид. БИЗ, № 163681 1964, № 13.

4-8. Голубь С. Г. Устройство для измерения высокоомных сопротивлений. Авт. свид. № 175122, БИЗ, 1965, № 19.
4-10. Гохберг Б. М. Электропроводность диэлектриков. ГТТИ, 1933.
4-11. Грибанов Ю. И. Измерение слабых токов, зарядов и больших сопротивлений. Госэнергоиздат, 1962.
4-12. Гриневич Ф. Б., Ахмаметьев М. А. ЭМАК, 1962, вып. 5, 44—49.
4-13. Гриневич Ф. Б., Ахмаметьев М. А. ЭМАК, 1962, вып. 3, 165—174.
4-14. Гриневич Ф. Б., Ахмаметьев М. А., Балинец Н. Ф. Устройство для автоматического контроля сопротивления изоляции емкостей. Авт. свид. № 141943, БИЗ, 1961, № 20.
4-15. Дзюбенко И. В., Илюкович А. М. ИТ, 1969, № 11, 27—28.
4-16. Дмитриев А. В., Судаков П. М., Курлин М. В. ИЛЭИС, 1955, вып. 26, 52—60.
4-17. Енютин В., Никулин С. Радиолюбительские измерения. Изд. ДОСААФ, 1958.
4-18. Иерусалимов М. Е. МИВИ, 1963, 85—94.
4-18а. Илюкович А. М. Измерение весьма больших сопротивлений. «Энергия», 1971.
4-19. Карабанов В. И., Ренне В. Т., Сидорова Л. В. Эл. Т, 1969, серия 8, вып. 3(16), 3—9.
4-20. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Шульц В. П. АКМЭИ, вып. 2, СО АН СССР, Новосибирск, 1960.
4-21. Касаткин А. С. Электрические измерения. Госэнергоиздат, 1946.
4-22. Кашин Н. В. Механизация и автоматизация производства радиодеталей. Судпромгиз, 1960.
4-23. Кудаков А. Д. ИТ, 1959, № 1, 40—42.
4-24. Логушков А. Д., Парицкий Л. Г. Способ измерения постоянной времени конденсаторов методом саморазряда. Авт. свид. № 102495, БИЗ, 1956, № 2.
4-25. Лоог П. К., Пикквер Р. И., Реэбен В. А., Сакс О. В. Тераомметр со стабилизированным источником питания. Авт. свид. № 162238, БИЗ, 1964, № 9.
4-26. Лоог П. К., Пиквер Р. И., Реэбен В. А., Сакс О. В. ИТ, 1965, № 6, 28—31.
4-27. Меерсон А. М. Омметры постоянного тока. Госэнергоиздат, 1954.
4-28. Михлин В. С., Долгопол И. Г. Способ измерения сопротивления изоляции конденсаторов. Авт. свид. № 173839, БИЗ, 1965, № 16.
4-29. Михлин В. С. Способ измерения сопротивления изоляции конденсаторов. Авт. свид. № 132325, БИЗ, 1960, № 19.
4-30. Михлин В. С. РП, 1958, № 8, Т—12239, ЦБНТИ, М., 24—27.
4-31. Нейман Л. Р., Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники. ч. II, Госэнергоиздат, 1954, 273.
4-32. Некрасов М. М. Эм. Изв. ВУЗ, 1960, № 8, 131—143.
4-33. Оганесян А. Т. Исследование абсорбции зарядов в электрических конденсаторах. Автореферат кандидатской диссертации, ЛПИ, 1965.
4-34. Оганесян А. Т. ИАН АССРт, 1964, 17, № 4, 83—86.
4-35. Панкратов Г. Ф. Методы и аппаратура для измерения высоких сопротивлений. Автореферат кандидатской диссертации, ВНИИМ, Л., 1958.
4-36. Панкратов Г. Ф., Рождественская Т. Б. ИТ, 1958, № 5, 47—50.
4-37. Парнес М. Г. Механизация и автоматизация изготовления элементов радиоаппаратуры. Госэнергоиздат, 1963.
4-38. Пинскер А. П. Применение полупроводниковых генераторов Холла в автомашине. Киев, Гостехиздат УССР, 1961.
4-39. Попов В. С. Электротехнические измерения и приборы. Госэнергоиздат, 1963.
4-40. Рапопорт И. Е. Омметр. Авт. свид. № 159224, БИЗ, 1963, № 24.
4-41. Рапопорт М. И. Э, 1945, № 10, 21—25.
4-42. Ренне В. Т., Морозов М. М. БЛПИ, 1958, № 9, 145—152.

4-43. Ренне В. Т. ЖТФ, 1947, т. XVII, вып. 1, 37—42.
4-44. Рождественская Т. Б., Жутовский В. Л., Антонова Д. И. Тераомметр. Авт. свид. № 247398, кл. 21е, 29/01, БИЗ, 1969, № 22.
4-45. Рождественская Т. Б., Жутовский В. Л. ИТ, 1968, № 3, 19—23.
4-46. Рождественская Т. Б., Панкратов Г. Ф. Аппаратура для точного измерения. СРКСт, 1959, № 3.
4-47. Савенко В. Г. Применение эффекта Холла в технике связи. Связьиздат, 1963.
4-48. Сажин Б. И. Электропроводность полимеров. «Химия», 1965.
4-49. Селибер Б. А. Мост для измерения больших сопротивлений. Авт. свид. № 121863, БИЗ, 1959, № 16.
4-50. Ситников Л. С., Баглай Р. Д. ИСО АН, 1962, № 4, 23—27.
4-51. Ситников Л. С., Баглай Р. Д. Способ измерения сопротивлений. Авт. свид. № 136465, БИЗ, 1961, № 5.
4-52. Скачко К. Г. ЭН. Изв. ВУЗ, 1963, № 1, 103—106.
4-53. Старосельцева Е. А. ИЛЭИС, 1958, вып. 35, 112—117.
4-54. Тарасов В. С. Основы теории математических машин непрерывного действия. Конспект лекций, ЛПИ, 1961.
4-55. Тарасов Ю. А. ИТ, 1969, № 11, 33—35.
4-56. Тантон С. В. АКМЭИ, 1962.
4-57. Теплинский А. М. Мосты для измерения высокоомных сопротивлений и малых постоянных токов. «Энергия», 1970.
4-58. Фремке А. В. (ред.). Электрические измерения. Госэнергоиздат, 1950.
4-59. Эпштейн С. Л., Гессен Г. В. ЭлТ, 1966, серия 8, вып. 5, 106—122.
4-60. Эпштейн С. Л. Эл.Т, 1967, серия 8, вып. 1, 107—112.
4-61. Armstrong H. L. El, 1960, v. 33, N 24, 78.
4-62. Asher P. El.R, 1953, v. 153, N 13, september, 685—688.
4-63. Baugh S. H., France R. W. IREWCR, 1957, Part 6, 72—82.
4-64. Brunner G. ZPh, 1958, 10, h l, Januar, 98—100.
4-65. Cole K. S., Cole R. H. J.Ch.Ph. 1941, v. 9, april, 341—351, 1942, v. 10, February, 98—105.
4-66. Dow P. C. IRE Tr. EC, 1958, v. EC—7, N 1, 17—22.
4-67. Eberhard L. ATM, 1962, N 316, 105—108.
4-68. Ebinger A. ATM, 1960, 297, October, 203—204.
4-69. France G. El.Eng, 1957, v. 29, N 347, 24—30.
4-70. France R. IREICR, 1960, v. 8, N 6, 184—191.
4-71. Frommhold E. A. Schaltungsanordnung zur Messung des Isolationswiderstandes von Kondensatoren. Пат. ГДР, кл. 21e, 29/01, № 42756, заявл. 21.08.62, опубл. 5.02.66.
4-72. Frost W. Elnk, 1957, 6, N 8, 231—238.
4-73. Gonningen H. ETZ, 1937, v. 58, N 12, March 25, 316—318.
4-74. Grahame F. W., Schmidt D. F. El.D, 1957, v. 5, N 18, 32—35.
4-75. Grahame F. W., Schmidt D. F. IRETrCP, 1957, v. 4, N 1, 14—17, 32—33.
4-76. Greene K. El, 1960, v. 33, N 12, 90, 92.
4-77. Greenfield E. W. El.Eng, 1947, v. 66, N 7, 698—703.
4-78. Hitchcox G. JBIRE, 1956, v. 16, N 6, 299—309.
4-79. Higgs P. J. J.Sci.I, 1933, v. 10, N 6, June, 169—174.
4-80. Horst E. AE, 1937, B 31, h. 4, s. 273—281, h. 12, 827—831.
4-81. Karapetoff V. AmIEETr, 1926, 45, Feb., 124—134.
4-82. Lynch F. J., Wesenberg C. L. R.Sci. I, 1954, v. 25, N 3, March, 251—255.
4-83. Marold H. GIT, 1963, 7, N 6, 292—297.
4-83a. Midlleton R. G., SDES, 1956, v. 17, N 12, 18—19, 43.
4-84. Parks R. A. El, 1968, v. 41, N 3, 87—88.
4-85. Pflier P. M. ATM, 1937, 74, August, T101—102.
4-86. Race H. H. Am. IEETr, 1928, v. 47, N 4, 1044—1055.
4-87. Renne V. T. El. Comp, 1968, v. 9, N 8, 911—912.
4-88. Ruehlemann H. B. TTEI, 1955, 14, Febr., 72—74, 100—108.

4-89. Schleif F. R. Am. IEETr., 1956, v. 75, part. III, august, 513—517.
4-90. Schlesier H. RF, 1957, v. 6, N 20, 641—643.
4-91. Scott A. H. JRNBS, 1953, v. 50, N 3, March, 147—152.
4-92. Scott V. W. El. T, 1957, 131, N 3414, 629—630.
4-93. Small reverse potential speed capacitor leakage measurement. EDN, 1959, 4, N 3, 34—35.
4-94. Smid J. El. k, 1962, 17, N 9, 268.
4-95. Townsend J. S. Ph. M, 1903, v. 6, N 35, November, 598—618.
4-95a. Tsao S. H. IRETr.IM, 1967, v IM—16, N 3, pp. 220—225.
4-96. Tucker R. W., Breskend S. D. IRETr, 1955, PGCP—3, April 3—9.
4-97. Van den AKKER J. A. and Webb G. M. R. Sci. I, 1936, v. 7, N 1, 44—46.
4-98. Weidmann F. Kst. 1938, 28, h. 6, 141—143.
4-99. Whitehead J. B. Am. IEETr, 1926, v. 45, Feb., 102—124.
4-100. Wikstrom A. R. Sci. I, 1933, v. 4, N 11, November. 612—614.
4-101. Winterling K. H. ATM, 1952, 199, August, 171—173, October.
4-102. Wood J. K. El. Eng, 1958, 30, N 364, 374—377.

*К главе пятой*

5-1. Аврутин А. Д., Давыдова Л. И., Лаврова Д. С., Ренне В. Т. ИНПТ, 1961, № 7, 231—241.
5-2. Акопян А. А. Э, 1939, № 3, 55—59.
5-3. Александрова Н. П., Бушихина Н. Н., Манн А. К. ИНПТ, 1963, № 10, 83—102.
5-4. Александров Н. В., Калинина Е. А., Трубачев С. Г. МИВИ, М., 1960, 82—101.
5-5. Алексеев Г. А., Миронов А. А. ПО ГОСИНТИ, № 18—66—356/24. М., 1966.
5-6. Алмазов А. В., Борисоглебский П. В. и др. Техника высоких напряжений. Ч. II. Госэнергоиздат, 1953.
5-7. Андреев В. Е., Каплан Д. А., Кучинский Г. С., Тиханова О. В. и Хоберг В. А. МИВИ, М., 1963, 184—188.
5-8. Архангельский К. С., Власов А. Н. Э, 1939, № 1, 48—51.
5-9. Архангельский К. С. Э, 1937, № 15, 42—44.
5-10. Архангельский К. С., Юдовин А. И. Э, 1935, № 16, 27—29.
5-11. Ахмаметьев М. А., Соболевский К. М. и Шульц В. П. Контрольно-измерительный блок устройства для разбраковки по электрической прочности слюдяных конденсаторов. Авт. свид. № 167547, БИЗ, 1965, № 2.
5-12. Багалей Ю. В. МИВИ, М., 1960, 114—118.
5-13. Бажанов С. А. и Воскресенский В. Ф. Испытание изоляции повышенным напряжением выпрямленного тока. «Энергия», 1964.
5-14. Балыгин И. Е. Электрическая прочность жидких диэлектриков. «Энергия», 1964.
5-15. Борисоглебский П. В. Методы профилактики промышленной изоляции. Госэнергоиздат, 1949.
5-16. Борисоглебский П. В., Пинталь Ю. С. МИВИ, М., 1960, 55—57.
5-17. Борисоглебский П. В., Сви П. М. ЭСт, 1953, № 9, 44—46.
5-18. Борисоглебский П. В. и Уваров Г. С. МИВИ, М., 1960, 130—134.
5-18а. Вайда Д. Исследования повреждений изоляции. Пер. с венг., под ред. Д. В. Разевича. «Энергия», 1968.
5-19. Вальтер А. Ф. и Инге Л. Д. ЖТФ, 1934, т. IV, вып. 3, 476—491.
5-20. Варшавский Д. С. Устройство для определения напряжения начала ионизации в конденсаторах. Авт. свид. № 133119, БИЗ, 1960, № 21.
5-21. Вдовико В. П. Индикатор частичных разрядов. Авт. свид. № 188586, БИЗ, 1966, № 22.
5-22. Вершинин Ю. Н. Электрический пробой твердых диэлектриков. Новосибирск, «Наука», 1968.

5-23. Винокуров В. И., Сви П. М. Э, 1956, № 11, 86.
5-24. Власов А. Н. и Архангельский К. С. Устройство для определения частичного пробоя изоляции. Авт. свид. № 48795, БИЗ, 1936, № 8.
5-25. Воскресенский В. Ф. ЭСт, 1948, № 9, 39—40.
5-26. Воскресенский Н. А. и Манн А. К. ЭСт, 1959, № 7, 58—63.
5-27. Волокобинский Ю. М. ЖТФ, 1956, т. 26, вып. 3, 568—575.
5-28. Воробьев А. А. Высоковольтное испытательное оборудование и измерения. Госэнергоиздат, 1960.
5-29. Воробьев А. А. и Завадовская Е. К. Электрическая прочность твердых диэлектриков. ГИТ. ТЛ., М., 1956.
5-30. Воробьев А. А. Изоляционные свойства, прочность и разрушение диэлектриков. СО АН СССР, Новосибирск, 1960.
5-31. Вул Б. М., Гольдман И. М. ЖТФ, 1934, т. IV, вып. 2, 268—284.
5-32. Вул Б. М., Гольдман И. М. ЖТФ, 1934, т. IV, вып. 3, 492—498.
5-33. Гайлиш Е. А. ЖТФ, 1937, т. 7, вып. 13, 1321—1328.
5-33а. Гедзюн В. А., Семенов А. И. Эл. Т, 1970, вып. 4(21), 125—132.
5-34. Гейн Э. Э. и Курганов Л. С. Техника измерения напряженности поля радиоволн. «Связь», 1967.
5-35. Герцик А. К. ИНПТ, 1958, № 3, 62—68.
5-36. Герцик А. К. ИНПТ, 1957, № 2, 166—185.
5-37. Горев А. А., Рябов Б. М. Э, 1948, № 6, 26—29.
5-37а. Грейсух М. А., Кучинский Г. С., Каплан Д. А., Месерман Г. Т. Бумажно-масляная изоляция в высоковольтных конструкциях. Госэнергоиздат, 1963.
5-38. Грейсух М. А. МИВИ, М., 1960, 64—72.
5-39. Долгинов А. И., Ремизов Г. Г., Хомяков М. В. ЭСт, 1955, № 1, 33—35.
5-40. Дмитриев А. В. МИВИ, М., 1963, 200—211.
5-41. Дмитриев А. В. ИЛЭТИ, 1962, вып. 67, 370—387.
5-42. Емельянов Н. П., Цепляев Л. И. Э, 1958, № 11, 11—14.
5-43. Зайцев К. А. ЭТ, 1966, № 8, 63—64.
5-44. Зайцев К. А. ВЭ, 1960, № 10, 58—61.
5-45. Зайцев К. А., Твердов Ю. М. ЭТ, 1969, № 3, 50—52.
5-46. Зайцев К. А., Твердов Ю. М. ЭТ, 1967, № 6, 46—49.
5-47. Зелях. Э. В. Основы общей теории линейных цепей, АН СССР, 1951.
5-48. Инге Л. Д., Мандрыка Н. А. ЖТФ, 1934, т. IV, вып. 2, 285—291.
5-49. Каноныкин Б. Н. ЖТФ, 1935, т. V, вып. 4, 664—669.
5-50. Каплан Д. А., Конторович А. М. ТЛПИ, 1967, № 276, 100—105.
5-51. Каплан Д. А., Кучинский Г. С., Тапупере О. О. МИВИ, М., 1963, 5—13.
5-52. Каплан Д. А., Кучинский Г. С., Тиханова О. В., Грейсух М. А. и Мессерман Г. Т. БЛПИ, 1958, № 9, Электротехника, 114—119.
5-53. Каплан Д. А., Кучинский Г. С., Тиханова О. В. МИВИ, М., 1960, 58—63.
5-54. Козырев Н. А. МИВИ, М., 1963, 102—113.
5-55. Койков С. Н., Платонов М. П., Цикин А. Н. МИВИ, М., 1963, 27—36.
5-55а. Крючков И. И. Определение частичных пробоев конденсаторов при помощи регистраторов РПК-2 и РПК-3. ПО ВИНИТИ, тема 26, № Э—57—43/11, М., 1957.
5-56. Кучинский Г. С. ТЛПИ, 1967, № 276, 91—99.
5-57. Кучинский Г. С. ЖТФ, 1955, т. XXV, вып. 7, 1209—1216.
5-58. Кучинский Г. С., Литвинова Е. Л. МИВИ, М., 1963, 69—76.
5-59. Кучинский Г. С., Лысаковский Г. Г. ЭН. Изв. ВУЗ, 1964, № 8, 32—39.
5-60. Кучинский Г. С. Э, 1955, № 10, 45—49.
5-61. Кучинский Г. С. МИВИ, М., 1960, 3—9.
5-62. Кучинский Г. С., Ренне В. Т. МИВИ, М., 1960, 143—145.

5-63. Кучинский Г. С., Ренне В. Т., Файницкий В. М. Э, 1954, № 6, 70—74.
5-64. Кучинский Г. С., Тапупере О. О. Э, 1960, № 11, 42—48.
5-65. Кучинский Г. С., Тиханова О. В., Щербачев О. В. БЛПИ, № 4, Электротехника, 1958.
5-66. Ланге Ф. Ф. и Крючков И. И. Э, 1955, № 1, 68—69.
5-67. Манн А. К. МИВИ, М., 1960, 76—81.
5-68. Михлин В. С. Способ регистрации частичных пробоев изоляции. Авт. свид. № 158321, БИЗ, 1963, № 21.
5-68а. Некрасов М. М. Неоднородные диэлектрики. Киев, КПИ, 1957.
5-69. Николаенко И. Д., Эпштейн С. Л. Эл. Т, 1959, 2(9), 38—42.
5-70. Перлин А. Г. Приспособление для регистрации повреждений обмоток трансформаторов при импульсных испытаниях. Авт. свид. № 60469, БИЗ, 1941, № 6.
5-71. Пирятинский А. З. ЖТФ, 1952, т. XXII, вып. 10, 1556—1564.
5-72. Полулях К. С. ИЛЭТИ, 1955, вып. 26, 89—95.
5-73. Ренне В. Т. Э., 1952, № 4, 71—75.
5-74. Ренне В. Т., Степанов С. И., Лаврова Д. С. Э, 1963, № 5, 67—71.
5-75. Робинзон Д. М. Диэлектрические явления в кабелях высокого напряжения. Пер. с англ. Е. К. Добрер и Н. А. Покровского. Госэнергоиздат, 1941.
5-76. Сви П. М. МИВИ, М., 1963, 197—200.
5-77. Сви П. М. МИВИ, М., 1960, 16—27.
5-77а. Сканави Г. И., Демешина А. И., Богданов С. В. ЖЭТФ, 1951, т. 21, вып. 6, 684—692.
5-78. Сканави Г. И., Сарафанов В. И. ЖЭТФ, 1954, т. 27, вып. 5(11), 595—604.
5-79. Тапупере О. О. МИВИ, М., 1960, 10—15.
5-80. Уайтхед С. Пробой твердых диэлектриков. Перевод под ред. В. Т. Ренне книги «S. Whitehead». Госэнергоиздат, 1951.
5-81. Файницкий В. М. МИВИ, М., 1960, 49—54.
5-82. Файницкий В. М. Э, 1952, № 4, 76—78.
5-83. Харкевич А. А. Спектры и анализ, ГИФ—МЛ, 1962.
5-84. Шульц В. П. Автореферат кандидатской диссертации. Новосибирск, 1966.
5-84а. Щербак П. Н. и Шпаковский Г. Б. ПМ, 1966, № 1, 60—63.
5-85. Эпштейн С. Л., Москвин В. Н. Эл. Т. Серия 8. Радиодетали, 1968, вып. 3(12), 75—88.
5-86. Эпштейн С. Л. Эл. Т, 1952, 3(17), 38—45.
5-87. Adamec V. El O, 1958, Sv 47, N 8, 417—423.
5-88. Amin M. R. J. App. Ph, 1954, v. 25, N 2, February, 210—216.
5-89. Anderson J. G. AmIEETr, 1956, v. 75, part III, December, 1193—1198.
5-90. Arman A. N. BEAMAJ, 1939, v. 45, N 30, 123—125.
5-91. Arman A. N., Starr A. T. JIEE, 1936, v. 79, N 475, July, 67—81.
5-92. Austen A. E. W., Hacket W. JIEE, 1944, v. 91, part. 1, N 44, August, 298—312.
5-93. Austen E. W., Hackett W. Techn. Report, BEAIRA, 1944, N L/T 145, 23, ill.
5-94. Austen A. E. W., Whitehead S. JIEE, 1941, v. 88, part. 1, N 1, 62—64.
5-95. Bennet E. AmIEETr, 1913, v. 32, pt. 11, 1787—1809.
5-95а. Blanchardie R., Aftalion R. RGE, 1952, T. 61, N 11, November, 485—497.
5-96. Brown S. G., Sporing P. A. JIEE, 1929, v. 67, N 392, August, 968—976.
5-97. Bruce R., Hicking G. H., Rawley R. El. R, 1966, v. 178, N 24, 17 June, 908—912.
5-98. Dakin T. W., Lim J. Pw. AS, 1957, Dec. 1059—1065.
5-99. Dakin T. W., Malinaric P. J. Pw. AS, 1960, N 50, October, 648—652.

5-100. Dakin T. W., Philofsky H. M., Divens W. S. AmIEETr, 1954, v. 73, 1, May, 155—161.
5-101. Dawes C. L., Hoover P. L. AmIEETr, 1926, 45, Feb., 141—157.
5-102. Dawes C. L., Humphries P. H. AmIEETr, 1940, v. 59, December, 701—708.
5-103. Duff F. M. El. L. P, 1953, v. 31, N 9, August, 67—69.
5-104. Dunsheath P. JIEE, 1933, v. 73, N 442, 321—348.
5-105. English W. N. Ph. R, 1950, v. 77, N 6, March 15, 580.
5-106. English W. N. Ph. R, 1948, v. 74, N 2, July, 170—178.
5-107. Gemant A. ZTPh, 1932, J 13, N 4, 184—189.
5-108. Gemant A., Philippoff W. V. ZTPh, 1932, B. 13, N 9, 425—430.
5-109. Graham R. C., Duffy E. K., Foster W. P. AmIEETr, 1948, v. 67, 1107—1117.
5-110. Greenfield E. W. AmIEETr, 1947, v. 66, 591—600.
5-111. Hagenguth J. H., Liao T. W. AmIEE, 1952, v. 71, pt 111, Jan., 461—465.
5-112. Hawley t., Jinsiwale S. D. El. T, 1965, 147, N 9, 321—325.
5-113. Heller B., Veverka A. PIEl, ČSAV, 1954, 1, 33—44.
5-114. Herborn L. E. BLR, 1951, v. 29, N 1, Jan., 12—13.
5-115. Hey V., Zayentz S. Journ. of Physics, 1945, v. IX, N 5, 405—412.
5-116. Hickling G. H., Hawley R. El. T, 1964, v. 146, N 13, 443—444.
5-116a. Hill C. F., Watts T. R., Burr G. A. El. Eng, 1934, v. 53, N 1, 176—182.
5-117. Hepkins R. J., Walters T. R., Scoville M. E. AmIEETr, 1951, v. 70, pt 11, 1643—1651.
5-118. Hulls L. R., Mackenzie K. A. El. Eng, 1952, v. 24, N 297, 500—503.
5-119. Hylten-Cavallius M. N. BSFE, 1964, v. 5, 588—594.
5-120. Kreuger F. H. RGEl. 1968, v. 77, N 5, 540—542.
5-121. Kutschinski G. S. Elke, 1968, 22, N 5, 183—186.
5-122. Lloyd W. L., Starr E. C. AmIEETr, 1927, v. 46, 997—1008.
5-123. Mason J. H. PIRE, 1953, v. 100, part 11A. N 3, 149—158.
5-124. Miller C. J. El. W, 1939, v. 3, N 10, 48(690)—50(692).
5-125. Mole M. G. BSFE, 1964, v. 5, 577—582.
5-126. Moore D. B., English W. N. J. App. Ph, 1949, v. 20, N 4, 370—375.
5-127. Nouveaux di'electrometres non destructifs, RGEl, 1964, 18, N 208, 54.
5-128. Peek F. W. AmIEETr, 1911, v. 30, pt III, 1889—1965.
5-129. Peek F. W. AmIEETr, 1927, v. 46, 1009—1020.
5-130. Philofsky H. M., Fort E. M. El. Ins. Conf. MA IEEE, 1967, 23—27.
5-131. Quinn G. E. El. Eg, 1940, v. 59, N 12, 680—682.
5-132. Quinn G. E. AmIEETr, 1940, December, 680—682.
5-133. Renne V. T. (Ренне В. Т.) El. Comp, 1967, 8, N 8, 912—914.
5-134. Ross C. W., Curdts E. B. Pw. AS, 1956, N 23, Apr. 63—67.
5-135. Shanklin G. B. GER, 1916, v. XIX, N 10, 842—853.
5-136. Shanklin G. B., Matson J. J. AmIEETr, 1919, v. 38, pt. I, Feb., 489—536.
5-137. Simons J. S., Richards M. T. Англ. пат., Кл. 37, № 894943, 26.04.62.
5-138. Smouroff A., Mashkileison L. AmIEETr, 1928, v. 47, July, 731—737.
5-139. Starr W. T. El. M, 1956, v. 58, N 6, 132—139.
5-140. Trichel G. W. Ph. R, 1939, v. 55, N 4, February 15, 382—390.
5-141. Whitehead J. B., Shaw M. R. El. Eg, 1941, v. 60, N 6, June, 267—272.
5-142. Veverka A. ACTAT, 1956, 1, N 5, 317—341.
5-143. Veverka A. Chladek J., BASE, 1958, An. 49, N 2, 45—50.
5-144. Viale M. F. BSFE, 1964, T. 5, N 57, September, 601—608.
5-145. Viale M. F. REM, 1954, N 96, 28—40.
5-146. Vogel F. J. AmIEETr, 1938, v. 57, January, 34—36, September, 531—533.

## *К главе шестой*


6-1. Гессен Г. В., Шмайгер С. И. Прибор для измерения индуктивности конденсаторов. Авт. свид. № 219012, БИЗ, 1968, № 18.
6-2. Гуляев М. А. ИТ, 1963, № 9, 32—35.
6-3. Грибанов Ю. И. Измерения и приборы в радиолюбительской практике. «Энергия», 1969.
6-4. Гусев В. Н., Смирнов В. Ф. Электрические конденсаторы постоянной емкости. «Советское радио», 1968.
6-5. Доброхотов Б. А. Измерения в электронике. Справочник, том 1. «Энергия», 1965.
6-6. Документ МЭК, 40 (Центр. Бюро) 237. Проект методики измерения нелинейности, 1969.
6-7. Канин В. А. Способ определения собственной индуктивности конденсаторов. Авт. свид. № 238662, БИЗ, 1969, № 10.
6-8. Кротков И. Н. Точные измерения электрических емкости и индуктивности. Стандартгиз, 1966.
6-9. Павлов А. Е. Эл. Т, 1968, серия 8, вып. 3(12), 57—66.
6-10. Тетерич Н. М. Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. «Энергия», 1968.
6-11. Фоменко Л. А. ИЭСТ, 1940, № 9, 47—53.
6-12. Brand H., Schuon E. Elk. R, 1957, J. II, h. 3, 65—67.
6-13. Campbell R. H PIRE, 1949, v. 37, N 8, 938—946.
6-14. Component Linearity Eguipment Type CLT-Ia, Instruction Manual, Radiometer, Copenhagen N. V.— Denmark, 1968.
6-15. Conrad G. T. IRETr, CP, 1956, v. CP—3, N 1, 14—20.
6-16. Conrad G. T., Newman N., Stansbury A. P. IRETr. CP, 1960, v. CP—7, N 3, 71—88.
6-17. Conrad G. T. IRETr. CP, 1955, v. PGOP—4, N 4, 61—78.
6-18. Franz W. RM, 1951, Nov. 5, N 3, 11—13.
6-19. Kirby P. L., Burkett R. H. W. El. Eng, 1960, v. 32, N 389, 412—413.
6-20. Kirby P. L. REC, 1962, v. 3, N 8, 647—652 (part. I), N 9, 729—734 (part II).
6-21. Kirby P. L. El. Eng, 1965, v. 37, N 453, 722—726.
6-22. Lavagnino B. AF, 1951, v. 20, N 3—4, 101—112.
6-23. Meyer N. I., Guldbrandsen T. PIEEE, 1963, v. 51, N 11, 1631—37.
6-24. Millard G. H. PIEE, 1959, v. 106B, 31—34.
6-25. Mulders C. E. Tijdshrift van het Nederlandsch Radiogenootschap, 1957, v. 22, N 6, 337—347.
6-26. Peterson V. and Per-Olof Harris. El, 1966, July, 11, 93—100.
6-27. Rosenthal L. A., Louis A. S. TTEI, 1954, v. 13, 62—64.
6-28. Kirby P. L. El. Comp., 1970, N 4, 411—416.

УДК 621.319.4 : 621.317.3
6П2.1.06
Э73

*В книге излагаются существующие методы измерения: емкости, угла потерь, температурного коэффициента емкости, сопротивления изоляции, ионизационных характеристик, остаточной индуктивности, коэффициентов мерцания, абсорбции, нелинейности и других параметров конденсаторов. Приведены основные технические характеристики более 120 типов аппаратуры и краткие описания некоторых схем и конструкций приборов.*

*Книга рассчитана на широкий круг специалистов, работающих в электронной и радиопромышленности, а также на ИТР предприятий и ОТК, занимающихся применением и исследованием конденсаторов и электроматериалов, кроме того, она может быть использована как справочное пособие для студентов вузов и техникумов при изучении курса радиоизмерений и испытания электроизоляционных материалов.*

$\frac{3\text{-}4\text{-}3}{403\text{-}71}$